

ROK II WRZESIEŃ 1947 R. NR 9

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

cena 60 zł

TREŚĆ NUMERU:

R A D I O

Miesiecznik dla techników i amatorów

Rok II Wrzesień 1947 Nr 9

Z KRAJU I ZAGRANICY

PLANY ROZBUDOWY URZĄDZEŃ NADAWCZYCH POLSKIEGO RADIA W 1948 R.

Polskie Radio przewiduje w roku 1948 dwa poważne przedsięwzięcia: pierwsze z nich to kontynuowanie prac związanych z budową nowej, długofalowej 200kw-ej Radiostacji Centralnej, na miejscu dotychczasowej radiostacii „Raszyn"; drugie to budowa nowej średniofalowej 50kw-ej radiostacji w Szczecinie.

Nadajnik Radiostacji Centralnej został zamówiony w r. ub. w f-mie czechosłowackiej „Radioslavia", która, jako produkująca lampy nadawcze i mająca kontakt z innymi firmami czechosłowackimi, mogła się podjąć zadania, jakie w naszych warunkach przemysłowych (brak fabryk sprzętu radiotechnicznego) było trudne do zrealizowania.

A oto garść szczegółów, dotyczących strony technicznej nadajnika: lampy nadawcze chłodzone wodą i żarzone prądem stałym. Układ nadajnika z modulacja anodową w ostatnim stopniu z lampami CAT14 (układ przeciwsobny), przy czym ostatni stopień modulatora napedzany jest wtórnikiem katodowym (cathode follower).

Stalowy maszt antenowy o wysokości 330 m (wyższy od wieży Eiffla) wykonywany jest w kraju przez f-mę „Mostostal" i będzie, według przewidywań, zmontowany jeszcze w tym roku. O wymiarach i trudnościach konstrukcyjnych świadczy fakt, że maszt ma cisnąć na podstawę z siłą ok 800 ton.

Nadajnik w Szczecinie, do projektu którego przystąpiono w tym roku, będzie wykonany całkowicie środkami P. R. Projekt przewiduje lampy chłodzone powietrzem i żarzone prądem zmiennym. Układ z modulacją anodową w ostatnim stopniu. Ze względu na położenie geograficzne Szczecina przewiduje się układ antenowy w charakterystyce kierunkowej.

Obie stacje będą uruchomione z początkiem roku 1949.

KONFERENCJA W ATLANTIC CITY

Jak już kilkakrotnie podawaliśmy w Atlantic City w stanie N. J. w czasie od 15.V. do 27.IX. 47 r. odbywała się Miedzynarodowa Konferencja Telekomunikacyjna. Brali w niej udział delegaci 75 państw, a w ich liczbie i Polski. Jakkolwiek na konferencji nie zapadły definitywne uchwały, to jednak należy się spodziewać, że w ramach następnych konferencji (w r. 1948) wyłonionych komitetów, zatwierdzony będzie ostateczny rozdział fal, który usunie haos jaki panuje w tej chwili w eterze.

W Atlantic City odbyły się następujące konferencje:

1. Międzynarodowa konferencja radiowa (administracyjna)
2. Międzynarodowa konferencja telekomunikacyjna (plenipotencyjna)
3. Narada państw strefy europejskiej dla przygotowania europejskiej konferencji radiofonicznej.
4. Międzynarodowa konferencja radiofoniczna dla fal krótkich.

Obrady konferencji podzielone były pomiędzy poszczególne komisje, podkomisje i grupy, a z posiedzeń tych sporządzono odpowiednie dokumenty (w języku francuskim i angielskim) w ilości koło 2000.

Na konferencji pierwszej (radiowo - administracyjnej) opracowano regulamin z przydziałem częstotliwości dla poszczególnych rodzajów służb w zakresie od 10 kc/s do 10500 Mc/s. Cały świat podzielony został na 3 strefy (zony), określone południkami i równoleżnikami, a rozdział fal długich i średnich dokonany będzie w ramach oddzielnych konferencji dla danej strefy.

Przydziały w zakresie fal krótkich ze względu na ich zasięg światowy miały być dokonane w Atlantic City.

W ostatnim numerze podaliśmy przydział pasów dla amatorów krótkofalowców, na tym miejscu umieszczamy ogólny rozdział fal w zakresie średnio- i długofalowym, oraz krótkofalowym.

Częstotliwość	Uwagi:
150 ÷ 160 kc/s	— wspólna dla radiofonii i marynarki
160 ÷ 255 „	— radiofonia
255 ÷ 285 „	— radiofonia, marynarka, lotnictwo
525 ÷ 1605 „	— radiofonia

Fale krótkie

5950 ÷ 6200 kc/s	— pas 49 m — radiofonia
7100 ÷ 7300 „	— „ 42 „ — wspólnie z krótkofalowcami
9500 ÷ 9775 „	— „ 31 „ — radiofonia
11700 ÷ 11975 „	— „ 25 „ — „
15100 ÷ 5450 „	— „ 20 „ — „
17700 ÷ 7900 „	— „ 16 „ — „
21450 ÷ 21750 „	— „ 13 „ — „
26600 ÷ 26100 „	— „ 11 „ — „

W ramach Konferencji Telekomunikacyjnej (Plenipotencyjnej) zawarto nową konwencję **„Międzynarodowa Unia Telekomunikacyjna“** z radą administracyjną złożoną z 18 członków. Między innymi ze strefy europejskiej wchodzą: Francja, Jugosławia, Polska, Portugalia, Szwajcaria, Włochy, Zjednoczone Królestwo (W. Brytania) Z.S.R.R. Siedzibą Unii jest Genewa.

W związku z tym stworzono również Międzynarodowy Komitet Rejestracji Częstotliwości (w miejsce poprzedniego Biura Brneńskiego) również z siedzibą w Genewie.

Delegaci Państw strefy europejskiej zwołali oddzielną konferencję dla omówienia i przygotowania materiałów odnośnie rozdziału fal w Europie (zakres średnio i długofalowy).

Spośród tych państw wybrano komitet 8-miu (Belgia, Francja, Holandia, Jugosławia, Szwajcaria, Szwecja, Zjednoczone Królestwo, Z.S.R.R.), który ma się zająć przygotowaniem planu rozdziału fal. Siedzibą Komitetu jest Bruksela.

Właściwa konferencja strefy europejskiej odbędzie się w Kopenhadze w połowie roku 1948, gdzie ostatecznie zatwierdzi się plan podziału fal w Europie.

Jak widać z powyższego, stworzeniem komitetu 8-miu ominięto drażliwą sprawę powierzenia tego zagadnienia przedwojennej organizacji U.I.R. i powojennej O.I.R.

Na Międzynarodowej Konferencji Radiofonicznej dla fal krótkich powołano komitet 5-ciu państw z siedzibą w Mexico - City, którego zadaniem będzie przygotowanie planu rozdziału fal na podstawie materiałów przesłanych przez zainteresowane państwa. Ostateczne zatwierdzenie tego planu odbędzie się na Międzynarodowej konferencji w Meksyku 22 października 1948 r.

TELEWIZJA W U. S. A.

W Stanach Zjednoczonych A. P. czynnych jest w tej chwili 11 stacyj telewizyjnych, które obsługują teren zamieszkały przez 27 milj. obywateli; ilość odbiorników telewizyjnych wynosi 54000.

W najbliższych kilkunastu miesiącach uruchomionych zostanie dalszych 54 stacyj, które obsługą łącznie 55 milionów ludności.

*

Na zjeździe lekarzy chirurgów w New Yorku firma RCA zademonstrowała seans telewizyjny z przebiegu operacji. Ze szpitala transmitowano obraz i słowny komentarz do siedmiu odbiorników umieszczonych w hotelu Waldorf — Astoria, gdzie ok. 300 lekarzy przypatrywało się przebiegowi operacji.



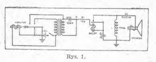
Telewizyjna transmisja z sali operacyjnej.

NOWY „RADAR“ DLA NIEWIDOMYCH (Radio News 10.47)

Przed trzema laty utworzono w U.S.A. fundusz przeznaczony na subsydiowanie wynalazków umożliwiających niewidomym orientowanie się w otoczeniu.

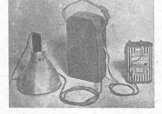
W swoim czasie podaliśmy opis urządzenia pracującego na zasadzie optyczno - dźwiękowej; mianowicie odbity od przeszkody promień

świetlny był modulowany obracającą się tarczą z otworkami i padając na fotocelę wytwarzał ton, którego wysokość zależała od kąta odbicia, a zatem od odległości przeszkody.



Rys. 1.

Ostatnio opublikowano nowe urządzenie o wiele prostsze i tańsze w eksploatacji, pracujące na zasadzie akustycznej. Ogólnie biorąc, wszystkie tego rodzaju pomysły naśladują zasadę „radaru", zasadę, którą spotykamy od dawna w naturze. Wiadomo, że na przykład ćmy lub nietoperze doskonale orientują się w ciemnościach; mianowicie wysyłają one przy pomocy specjalnych organów krótkotrwałe dźwięki nadakustyczne i, zależnie od natężenia odbitego dźwięku, określają odległość przeszkody.



Rys. 2.

Opisane poniżej urządzenie składa się z przyrządu wytwarzającego i wysyłającego serie impulsów o częstotliwości ok. 12 kc/s.

Odbite od przeszkody impulsy są słyszane przez niewidomego, który zależnie od natężenia orientuje się w odległości przeszkody.

Układ elektryczny urządzenia i widok zewnętrzny przedstawia rys. 1 i 2. Całość waży około 1,5 kg i łatwo może być umieszczona w kieszeniach; na zewnątrz widoczny jest tylko reflektor — głośnik o średnicy ok. 10 cm, przy czym krótkotrwałe impulsy o stosunkowo wysokim tonie są na ogół nie zauważone przez otoczenie. Jak widzimy z rysunku 1. urządzenie jest zasilane z baterii 1,5V; przy pomocy wibratora i transformatora uzyskuje się po stronie wtórnej na zaciskach kondensatora napięcie około 130V. Napięcie to ładuje, poprzez opór R_1 i uzwojenie przekaźnika, kondensator C_1 w czasie ok. 0,043 sek. Po tym czasie prąd ładowania jest praktycznie równy zeru, dźwignia przekaźnika zostaje zwolniona i kontakt jego rozładowuje kondensator C_1 przez cewkę L_1. W powstałym obwodzie oscylacyjnym powstaje krótka seria drgań o częstotliwości 11,8 kc/s. Ładowanie kondensatora powtarza się co $^1/_{16}$ sekundy.

Z obwodem oscylacyjnym sprzężony jest drugi obwód, a mianowicie kondensator C_2 i uzwojenie głośnika.

Częstotliwość rezonansowa tego obwodu wynosi również około 12 kc/s. Głośnik, a właściwie mechanizm słuchawki umieszczony jest w ognisku parabolicznego reflektora o średnicy ok. 10 cm. Wiązka promieniowana przez reflektor jest skupiona w kącie ok. 15°; dla zapobieżenia przenoszenia się dźwięków przez ścianki boczne, na właściwy reflektor nałożona jest zasłona odizolowana watą szklaną. Wyniki osiągnięte przy pomocy opisanego urządzenia są zupełnie zadowalające. Posługujący się nim słyszy praktycznie tylko dźwięk odbity z odległości do 12 stóp (ok. 3,5 m). W mieszkaniu gdzie jest względna cisza, słychać wprawdzie dodatkowo słaby dźwięk z reflektora i przekaźnika, jednak dźwięki odbite są o wiele silniejsze.

Przy praktycznym sprawdzeniu na ulicy można było „zauważyć" drzewo o średnicy ok. 9 cm z odległości 3 m.

Inż. F. M.

Zasady obliczania odbiorników i wzmacniaczy

Cz. II. Obwody rezonansowe.

W części pierwszej omówiliśmy ogólnie systemy odbiorników oraz ich cechy charakterystyczne. Obecnie zajmiemy się poszczególnymi elementami odbiornika, a w pierwszym rzędzie obwodami rezonansowymi.

Selektywność, zasięg a także jakość odbioru zależą w wielkiej mierze od obwodów rezonansowych, a ich głównym zadaniem jest wydzielenie pożądanego sygnału spośród różnych indukujących się w antenie.

Obwody rezonansowe stosowane są w obwodach wejściowych oraz we wzmacniaczach wielkiej i pośredniej częstotliwości, przy czym rozróżniamy obwody szeregowe, równoległe i obwody sprzężone.

Każdy obwód rezonansowy charakteryzuje się dwiema własnościami:

a) częstotliwością rezonansową,
b) spółczynnikiem dobroci.

Elementy obwodu.

Obwód rezonansowy składa się z cewki (L), kondensatora (C) oraz oporów (r, R), reprezentujących straty tych elementów.

Rys. 1 a, b, c.

Weźmy pod uwagę cewkę (rys. 1a); składa się ona z idealnej indukcyjności L oraz oporu strat r, na który składają się opór omowy (dla prądu szybkozmiennego) przewodnika, z którego nawinięta jest cewka, straty w dielektryku korpusu cewki i izolacji drutu, straty na prądy wirowe indukujące się w metalowych częściach (ekrany) w pobliżu cewki, straty w rdzeniach ferromagnetycznych i t. p.

Schematycznie, wszystkie te straty określamy zastępczym oporem r.

Dla porównania jakościowego różnych cewek operuje się tak zwanym **spółczynnikiem dobroci cewki,** oznaczanym w radiotechnice literą Q.

Spółczynnik dobroci jest to stosunek oporu indukcyjnego ($X_L = \omega L$) do oporu r czyli

$$Q_L = \frac{\omega L}{r} = \frac{6{,}28 \,.\, f \,.\, L}{r} \qquad (1)$$

gdzie

$\omega = 2\pi f = 6{,}28 . f$ = pulsacja
f = częstotliwość w c/s
L = indukcyjność cewki w henrach
r = opór w omach.

Najlepsze cewki w odbiornikach mają sp. dobroci rzędu 200 — 250;

normalnie stosowane cewki około 100 — 150, przy częstotliwości f = 1 Mc/s.

Na przykład jeżeli cewka o indukcyjności 200 μ H posiada sp. dobroci rzędu **100** dla częstotliwości 1 Mc/s, wtedy opór strat wynosi

$$r_L = \frac{6{,}28 \,.\, f \,.\, L}{Q} = \frac{6{,}28 \,.\, 10^6 \,.\, 200 \,.\, 10^{-6}}{100} \cong 12{,}6 \text{ oma.}$$

Podobnie drugi element obwodu, kondensator „C“, posiada pewne straty, które decydują o jego dobroci.

Rys. 1b. przedstawia zastępczy układ kondensatora. Opór R reprezentuje straty w dielektryku (prąd szybkozmienny) oraz straty upływności, na skutek złej izolacji dielektryka.

Przy b. wielkich częstotliwościach grają również dużą rolę opory doprowadzeń; będą one reprezentowane pewnym oporem szeregowym. Dla uproszczenia wszystkie straty przedstawia się oporem równoległym R w układzie, jak na rys. 1b, albo oporem szeregowym, jak na rys. 1c, przy czym układy te są sobie równoważne i jeżeli r jest małe w porównaniu z oporem pojemnościowym

$$X_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{6{,}28 \,.\, f \,.\, C}, \text{ wtedy R i r}$$

związane są równaniem

$$R = \frac{1}{\omega^2 \,.\, C^2 \,.\, r} \cong \frac{1}{40 \,.\, f^2 \,.\, C^2 \,.\, r} \qquad (2)$$

gdzie

R i r — w omach
C — w faradach
f — w c/s.

Sp. dobroci kondensatora określa wzór

$$Q_c = \omega . C . R . = 6{,}28 . f . C . R \quad . \quad . \quad (3a)$$

albo dla układu (1b)

$$Q_c = \frac{1}{\omega . C . r} = \frac{1}{6{,}28 . f . C . r} \quad (3b)$$

Sp. dobroci kondensatorów mikowych stosowanych np. w filtrach pośredniej częstotliwości wynosi około 5.000. Kondensatory ceramiczne około 1.000 ÷ 2.000, dobre kondensatory powietrzne (na kalitach) 10.000 (kondensatory papierowe Q_c = 10!!).

Wartości powyższe podane są dla częstotliwości 1,0 Mc/s.

Dla przykładu obliczmy wartość oporów równoległego i szeregowego dla kondensatora o pojemności 125 pF o sp. dobroci Q = 2000, i częstotliwości 1 Mc/s.

$$R = \frac{Q_c}{6{,}28 . f . C} =$$

$$= \frac{2000}{6{,}28 . 10^6 . 125 . 10^{-12}} \cong 2{,}5 . 10^6 = 2{,}5 \text{ Mg}$$

albo w układzie (1c)

$$r_c = \frac{1}{Q_c . 6{,}28 . f . C} = \frac{1}{2000 . 6{,}28 . 10^6 . 125 . 10^{-12}} =$$

$$= 0{,}64 \text{ oma.}$$

Jak więc widzimy w obwodzie złożonym z cewki (obliczonej poprzednio) i kondensatora przeważającą rolę grają straty cewki.

W rzeczywistości jednak równolegle do obwodu włączane są lampy elektronowe, których opór wewnętrzny pogarsza dobroć obwodu.

Zanim przejdziemy do rozpatrzenia obwodów omówmy zależność oporu indukcyjnego i pojemnościowego od częstotliwości.

Opór indukcyjny

$$X_L = 6{,}28 . f . L \quad . \quad . \quad \text{omów}$$

wzrasta proporcjonalnie do częstotliwości jak to przedstawia rys. 2a. Znaczy to, że im wyższa częstotliwość, tym większy opór, np. poprzednio obliczana cewka ($L = 200\ \mu H$, $f = 10^6$ c/s posiada opór indukcyjny

$$X_L = 6{,}28 \cdot 10^6 . 200 . 10^{-6} \cong 1270 \text{ omów}$$

dla częstotliwości

f = 10 Mc/s	dla f = 100 kc/s
X_L = 12700 omów	X_L = 127 omów

Opór pojemnościowy

$$X_C = \frac{1}{6{,}28 . f . C} \quad . \quad . \quad . \quad \text{omów}$$

jest odwrotnie proporcjonalny do częstotliwości f jak na rys. 2b. Znaczy to, że ze wzrostem częstotliwości opór kondensatora maleje, przy czym w porównaniu z indukcyjnością opór pojemnościowy jest odmiennego charakteru niż indukcyjny; dlatego na rys. 2b. narysowaliśmy zależność X_C poniżej osi poziomej.

Np. opór pojemnościowy kondensatora 125 pF dla częstotliwości 100 kc/s wynosi

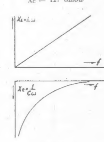
$$X_C = \frac{1}{6{,}28 . 100 . 10^3 . 125 . 10^{-12}} = 12700 \text{ omów}$$

dla częstotliwości 1 Mc/s

$$X_C = \frac{1}{6{,}28 . 10^6 . 125 . 10^{-12}} = 1270 \text{ omów}$$

dla częstotliwości 10 Mc/s

$$X_C = 127 \text{ omów}$$



Rys. 2 a, b.

Jeżeli włączymy na zaciski generatora o częst. f indukcyjność lub pojemność, to popłynie prąd o wielkości określonej prawem Ohma. Jako opór wstawiamy obliczoną wartość X_L lub X_C.

Przy łączeniu 2-oporów omowych w szereg wypadkowy opór równał się **sumie** obu oporów. Przy łączeniu oporu indukcyjnego i pojemnościowego w szereg wypadkowy opór równa się **różnicy obu oporów.**

Dla przykładu wypadkowy opór obliczanych pojemności i indukcyjności (125 pF, 200 μ H): dla częstotliwości 100 kc

$$X_w = X_L - X_C = 127 - 12700 = -12573 \text{ omy}$$

albo mówimy 12573 omy pojemnościowe, gdyż opór pojemnościowy jest większy i wypadkowy opór jest jakby oporem jakiegoś kondensatora nieco większego niż 125 pF.

dla częstotliwości 10 Mc/s

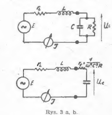
$$X_w = X_L - X_C = 12700 - 127 = +12573 \text{ omy}$$

albo jak mówimy opór wypadkowy ma charakter indukcyjny;

dla częstotliwości 1 Mc/s

$$X_w = X_L - X_C = 1270 - 1270 = 0$$

opór wypadkowy równa się zeru.



Rys. 3 a, b.

Rozpatrzmy teraz obwód szeregowy złożony z kondensatora i indukcyjności jak na rys. **3a** względnie **3b.**

Układ zasilamy z generatora o stałej sile elektromotorycznej E = 100V a zmiennej częstotliwości.

Przypatrzmy się jak będzie zmieniał się prąd w obwodzie I (dla uproszczenia pominiemy oporу omowe). Przy częstotliwości b. małej np. 10 kc/s opór kondensatora będzie bardzo duży, cewki — mały: X_C = 127000 omów, X_L = 12,7 oma, tak że w przybliżeniu prąd równać się będzie

$$I \cong \frac{100}{127000} \cong 0,8 \text{ mA}$$

Ze zwrostem częstotliwości opór kondensatora maleje, a opór cewki wzrasta i tak przy f = 100 kc/s opór wypadkowy obwodu X_w = = 12573, zaś prąd

$$I \cong \frac{100}{12573} \cong 8 \text{mA},$$

innymi słowy prąd wzrasta. Przy częstotliwości wielkiej np. 10 M c/s opór wynosi X_w = 12573 omy czyli prąd równa się również 8 mA; dla częstotliwości 100 Mc/s opór cewki wzrośnie jeszcze bardziej i prąd obwodu zmaleje do około 0,8 mA.

Jak więc widzimy ze wzrostem częstotliwości prąd wzrasta a następnie maleje; gdzieś pośrodku pomiędzy tymi skrajnymi wypadkami prąd osiąga wartość maksymalną mianowicie dla częstotliwości 1 Mc/s.

Opory pojemnościowy i indukcyjny są wtedy równe, ale znaku przeciwnego i wypadkowy opór równy jest zeru. Wobec tego prąd w obwodzie przybrałby wartość nieskończenie dużą, gdyby nie opór strat, który wynosi (patrz wyżej)

$$r = r_L + r_C = 12,6 + 0,64 = 13,24 \text{ oma}$$

a zatem prąd w obwodzie

$$I = \frac{E}{R} = \frac{100}{13,24} = 7,55 \text{A}$$

Jak więc widzimy przy pewnej częstotliwości, przy której opór pojemnościowy równa się indukcyjnemu, prąd obwodu osiąga wartość **maksymalną.** Częstotliwość tę nazywamy **rezonansową** (f_r).

Mając obwód z elementami L i C możemy obliczyć jego częstotliwość rezonansową z warunku równości oporów:

$$X_L = X_C \text{ czyli } \omega_r L = \frac{1}{\omega_r . C} = 2\pi . f_r . L = \frac{1}{2\pi . f_r . C}$$

stąd

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L.C}} = \frac{1}{6,28\sqrt{L.C}} \ldots (\text{c/s, H.F}) \quad . (4a)$$

Jest to tak zwany wzór **Thomsona.**

Podstawiając L w μH, C w pF, zaś f_r w **Mc/s** otrzymamy:

$$f_r = \frac{159}{\sqrt{L.C}} \text{ (Mc/s, μH, pF)}, \quad . \quad (4b)$$

W naszych rozważaniach pomijaliśmy początkowo wpływ strat na wartość prądu. W rzeczywistości dla częstotliwości różniących się wiele od częstotliwości rezonansowej błąd jest niewielki.

Dokładną wartość prądu określa wzór

$$I = \frac{E}{\sqrt{(r_L + r_C)^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}} \quad . \quad . \quad (5)$$

widać z niego, że dla częstotliwości rezonansowej $\left(L\omega = \frac{1}{C\omega}\right)$ prąd jest maksymalny i wynosi

$$I \max = \frac{E}{r_L + r_C} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (6)$$

Im straty są mniejsze tym większy prąd. Obrazuje to również tak zwana **krzywa rezonansu,** to jest zależność prądu od częstotliwości (rys. 4), zatem przy małych stratach krzywa jest bardziej ostra. Przekształcając równanie

(6) otrzymamy

$$I_{max} = \frac{\frac{E}{L\omega_r}}{\frac{1}{Q_L} - \frac{1}{Q_C}}$$

nazwijmy

$$\frac{1}{Q_L} - \frac{1}{Q_C} = \frac{1}{Q\,wyp}$$

wtedy

$$\boxed{I_{max} = \frac{E\,.\,Q\,wyp}{L\omega_r}} \quad . \quad . \quad . \quad (7)$$

Rozpatrzmy teraz przebieg napięcia na kondensatorze Uc w zależności od częstotliwości.

Napięcie na kondensatorze równa się iloczynowi prądu i oporu pojemnościowego

$$U_C = I\,.\,X_C$$

Przy częstotliwościach b. niskich $U_C \cong E$ zaś przy b. wysokich $U_C \cong 0$. Największe napięcie występuje w dużym przybliżeniu dla częstotliwości rezonansowej fr, gdy prąd jest maksymalny. Czyli $U_C\ max = Imax.\ \frac{1}{\omega\,.\,C}$

albo

$$U_C\ max \cong E\,.\,Q\ wyp\ . \quad . \quad . \quad . \quad (8)$$

jak więc widzimy napięcie na kondensatorze wynosi Q razy więcej, aniżeli napięcie generatora.

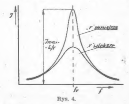
W naszym przykładzie

$$Q_L = 100 \quad Q_C = 2000$$

$$Q\ wyp = \frac{Q_C\,.\,Q_L}{Q_C + Q_L} = \frac{2000\,.\,100}{2000 + 100} = 95$$

czyli napięcie na kondensatorze wyniesie

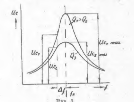
$$U_C\ max \cong 100\,.\,95 = 9500V!!$$



Rys. 4.

W przybliżeniu takie same napięcie jest i na cewce dla częstotliwości rezonansowej. Jeżeli użylibyśmy cewki o większych stratach, wtedy napięcie na kondensatorze zmalałoby.

Widzimy zatem, że im lepsze stosujemy elementy L i C, tym większe będą prąd i napięcie maksymalne, tym krzywa rezonansu będzie ostrzejsza. Przy większych stratach oprócz zmniejszenia się bezwzględnych wartości prądu i napięcia następuje jeszcze spłaszczenie i rozszerzenie krzywej rezonansu (rys. 5).



Rys. 5.

Przy małej dobroci obwodu odbiór będzie słabszy i równocześnie nieselektywny, czyli będziemy słyszeli również przeszkadzające stacje o zbliżonej fali.

Jeżeli częstotliwość generatora zmienimy o Δ f, wtedy dla krzywej rezonansu o mniejszych stratach napięcie na kondensatorze spadnie do wartości U_{C_1} zaś dla krzywej o większych stratach do wartości U_{C_2}.

Selektywność obwodu będzie tym większa, im bardziej zmniejszy się napięcie dla danego rozstrojenia (Δ f).

Zależność między tymi wielkościami ujmuje wzór

$$\frac{U}{Umax} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2Q\,\frac{\Delta f}{f_r}\right)^2}} \quad . \quad . \quad (9)$$

oraz wykres na rys. 6.

Jest to tak zwana uniwersalna krzywa, ważna dla obwodów o $Q \geq 25$.

Na osi pionowej w **środku** oznaczony jest stosunek $\frac{U}{Umax}$ zaś po prawej stronie ten sam stosunek w decybelach (poziom zerowy dla U = Umax).

Na osi poziomej oznaczona jest wielkość Q . Δf.

Wykres ten jest bardzo pomocny przy projektowaniu obwodów. Przy jego pomocy możemy również wprost określić jaką będziemy mieli charakterystykę częstotliwości po detektorze. Prosty przykład to wyjaśni.

Należy zaprojektować dla odbiornika obwód, w którym przy roztrojeniu od częstotliwości rezonansowej (fr = 1 Mc/s) o 5 kilocykli, napięcie na kondensatorze spadnie o 3 db. (Wielkość 3 db. określa nam spadek wysokich tonów modulujących f = 5000 c/s — w stosunku do tonów

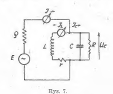
Rys. 6.

niskich). Wynik obliczenia ma określić żądaną dobroć obwodu. Z wykresu widzimy, że dla zmniejszenia się napięcia o 3 db. iloczyn

$$Q \cdot \frac{\Delta f}{f_r} = 0{,}5$$

$$\text{stąd } Q = \frac{0{,}5 \cdot f_r}{\Delta f} = \frac{0{,}5 \cdot 1000000}{5000} = \mathbf{100.}$$

czyli dobroć obwodu wynosić powinna **100**. Często określa się podwójną wartość rozstrojenia dla spadku napięcia o **3 db** ($\cong 70\%$) t. zw. **szerokością wstęgi.** W naszym wypadku szerokość wstęgi równa się 2. $\Delta f_r = 2.5000 = 10000$ c/s.



Rys. 7.

Obwody szeregowe mają zastosowanie tam, gdzie opór źródła jest niewielki i służą jako np. eliminatory zwierające obwód antenowy odbiornika.

Jakkolwiek przeprowadzony wywód był nieco nużący, to jednak uważaliśmy za stosowne przerobić dokładnie obwód szeregowy, którego zrozumienie ułatwi poznanie innych obwodów. Szersze zastosowanie w technice odbiorczej mają obwody **rezonansowe równoległe.**

Rozpatrzmy układ jak na rys. 7.

Generator o sile elektromotorycznej E i oporze wewnętrznym ρ zasila obwód równoległy L, C. Jeżeli będziemy zmieniali częstotliwość generatora i mierzyli prądy w oznaczonych punktach, otrzymamy zależności przedstawione na rys. 8. Mianowicie przy pewnej częstotliwości fr zwanej również rezonansową, i określonej w przybliżeniu równaniem (4a), prąd generatora spada do pewnego minimum, zaś prąd w **obwodzie rezonansowym** I_L osiąga wartość maksymalną.

Prąd w obwodzie I_L jest **Q** razy większy od **prądu** generatora I.

$$I_L = Q \cdot I \qquad (10)$$

Ponieważ prąd generatora jest minimalny, to dla tej częstotliwości opór zastępczy obwodu w p. 1—2 jest maksymalny. Oprócz tego opór wypadkowy obwodu posiada dla częstotliwości rezonansowej wartość rzeczywistą omową. Określa się go wzorem

$$R_{rez.} = \omega_r \cdot L \cdot Q = 6{,}28 \cdot f \cdot L \cdot Q \quad \text{omów}$$

gdzie Q oznacza wypadkową dobroć całego obwodu obliczoną jak poprzednio. Wzór ten przedstawia się często w innej postaci:

$$R_{rez.} = \frac{L}{r \cdot C} \quad \text{omów}$$

gdzie r — określa wszystkie straty umiejscowione w cewce. W wypadku naszego obwodu

$$R_{rez.} = 6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 95 \cong 120000 \text{ omów}$$

Rys. 8.

Napięcie na obwodzie U_C równa się iloczynowi prądu I i oporu obwodu $R_{rez.}$

Dla częstotliwości bardzo małych opór obwodu jest b. mały ($\omega L \cong 0$) a zatem napięcie $U_C \cong 0$. Dla częstotliwości bardzo wielkiej

opór pojemnościowy $\frac{1}{C\omega}$ będzie bardzo mały, a zatem opór obwodu praktycznie zwarty. Jak więc widzimy wypadkowy opór obwodu rośnie od zera, osiąga maksimum i spada do zera dla częstotliwości dużych.

Charakter zmienności oporu jest zupełnie podobny do krzywej rezonansu jak na rys. 6. Krzywa ta przedstawia więc również zależność

stosunku $\frac{Z_{obw}}{R_{rez}}$

gdzie Z_{Obw} oznacza wartość wypadkową obwodu dla różnych częstotliwości i ma charakter oporu indukcyjnego dla małych częstotliwości, zaś oporu pojemnościowego dla dużych, a jedynie tylko dla częstotliwości rezonansowej

$$Z_{Obw} \quad R_{rez}$$

i posiada wartość czysto **omową.**

Obwody równoległe stosowane są we wzmacniaczach wielkiej częstotliwości i jeżeli opór wewnętrzny generatora ρ jest bardzo duży w porównaniu z oporem obwodu R_{rez} (praktyczny przypadek przy pentodach wielkiej częstotliwości, gdzie $\rho = 1 \div 3$ Meg), wtedy prąd I ma praktycznie wartość stałą i napięcie na obwodzie zależy tylko od oporu rezonansowego obwodu. W takim wypadku krzywa na rys. 6 przedstawia stosunek napięcia na obwodzie do napięcia przy częstotliwości rezonansowej.

Jak więc widzimy krzywą na rys. 6 stosować możemy zarówno dla obwodów szeregowych jak i równoległych.

Obwody sprzężone

Obwody rezonansowe zwykłe (szeregowe lub równoległe) posiadają jedną zasadniczą wadę. Mianowicie trudno jest przy ich stosowaniu pogodzić dobrą selektywność z małymi zniekształceniami częstotliwości. Jak widzieliśmy w pierwszej części dla dobrego odbioru musimy odbierać całe widmo fal promieniowanych przez stację nadawczą a w wypadku luksusowym wstęgę 20 kilocykli bez osłabienia wstęg bocznych, to jest tonów wysokich, czyli krzywa rezonansu winna być płaska u szczytu. Z drugiej strony, aby uniknąć przeszkód ze strony „sąsiednich" stacyj, krzywa rezonansu, poza pasmem częstotliwości objętych widmem promieniowanym, powinna stromo opadać. Jednym słowem, krzywa rezonansu powinna być możliwie prostokątna. Pojedyńcze obwody zawsze dają krzywą mniej lub więcej zaostrzoną. Natomiast przy zastosowaniu obwodów sprzężonych uzyskujemy krzywą „prostokątną".

Rozpatrzmy układ dwu obwodów, jak na rys. 9.

Obwody są ze sobą indukcyjnie sprzężone, jeżeli prąd płynący w obwodzie I dokoła cewki L_1 wytwarza strumień magnetyczny, którego część przechodzi również przez cewkę L_2 obwodu II. Wielkość tego strumienia, który przechodzi przez cewkę L_2 zależy od wzajemnego położenia obu cewek L_1 i L_2. Czyli, jak mówimy, od sprzężenia obu obwodów. Im cewki będą bliżej siebie, tym strumień przechodzący przez L_2 będzie większy, tym sprzężenie będzie silniejsze.

Rys 9

Sprzężenie charakteryzuje się tak zwanym spółczynnikiem sprzężenia k. Określa on w pewnym stopniu stosunek strumienia w cewce drugiej do całkowitego strumienia magnetycznego wytworzonego przez cewkę pierwszą. Maksymalna wartość spółczynnika k może wynosić oczywiście 1, gdy cały strumień cewki L_1 przechodzi przez cewkę L_2. W praktyce do takiej wielkości zbliżamy się przy transformatorach małej częstotliwości z rdzeniem żelaznym. Przy cewkach dla częstotliwości wielkich osiąga się spółczynnik $k = 0,5$. Wartość ta oznacza duże sprzężenie; sp. sprzężenia poniżej 0,05 określa się jako małe sprzężenie.

O ile w cewce L_1 płynie prąd I_1, wtedy strumień magnetyczny indukuje w cewce L_2 siłę elektromotoryczną równą $E_2 = I_1 . \omega M.$, gdzie M oznacza spółczynnik indukcji wzajemnej równy

$$M = k . \sqrt{L_1 . L_2} \quad \ldots \quad (11)$$

Jeżeli obwód drugi jest zamknięty, popłynie w nim prąd I_2, który będzie oddziaływał na obwód pierwotny. W efekcie tego obwód pierwszy zachowuje się tak jakby wzrósł opór r_1 oraz zmniejszyła się indukcyjność L_1.

Wielkość prądu I_1 będzie największa wtedy, gdy obwód I będzie w rezonansie, czyli, gdy

$L_1 \omega_r = \frac{1}{C_1 \omega_r}$. Podobnie i w obwodzie II prąd I_2 będzie maksymalny, gdy $L_2 \omega_r = \frac{1}{C_2 \omega_r}$.

Rys. 10

Rozpatrzmy teraz szczegółowo zmiany napięcia na kondensatorze $C_2 = f(U_{C_2})$ w zależności od zmiany częstotliwości dla pewnych stałych spółczynników sprzężenia obu obwodów; zakładamy przy tym, że oba obwody zostały niezależnie nastrojone na jedną częstotliwość rezonansową

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$$

Zależność ta jest przedstawiona na rys. 10. Przy słabym sprzężeniu napięcie U_{C_2} ma podobny przebieg jak dla pojedyńczego obwodu rezonansowego. Ze wzrostem sprzężenia napięcie U_{C_2} rośnie, przy czym krzywa rezonansu poszerza się.

Gdy sprzężenie przekroczy pewną wartość, krzywa rezonansu poszerza się jeszcze bardziej, przy czym występują dwa maksima oraz wklęśnięcia dla częstotliwości rezonansowej; wklęśnięcie oraz odległość obu maksimów krzywej powiększają się z dalszym wzrostem sp. sprzężenia, zaś napięcie dla maksimów krzywej jest zawsze tej samej wielkości.

Sprzężenie, powyżej którego napięcie U_{C_2} już nie wzrasta i występują dwa maksima, nazywa się **sprzężeniem krytycznym.** Określa je sp. sprzężenia

$$k_{kryt.} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 \cdot Q_2}} \qquad (12)$$

gdzie Q_1, Q_2 oznaczają odpowiednie sp. dobroci obwodów I i II. Krzywa rezonansu osiągana w obwodach sprzężonych jest o wiele korzystniejsza od krzywej obwodów pojedyńczych, posiada szeroki szczyt oraz strome boki, dzięki czemu odbiór przy pomocy takich obwodów nie daje zniekształceń częstotliwości przy równoczesnej dobrej selekcji.

Wystąpienie dwu maksimów w krzywej rezonansu zachodzi z chwilą przekroczenia krytycznego sprzężenia. Równanie (12) jest słuszne dla obwodów mało różniących się między sobą. Dla obwodów, w których $Q_1 \neq Q_2$ dwa maksima występują, gdy spółczynnik sprzężenia

$$k \geq k_{kryt.} \sqrt{\frac{1}{2}\left(\frac{Q_1}{Q_2} + \frac{Q_2}{Q_1}\right)}$$

W rzeczywistości różnice są nieduże zaś kształt krzywej praktycznie nie odbiega od krzywej dla $Q_1 \neq Q_2$, z tą tylko różnicą, że przy większym sprzężeniu maksima posiadają mniejszą wartość aniżeli dla sprzężenia krytycznego.

W obliczeniu praktycznym obwodów sprzężonych (zwanych filtrami wstęgowymi) chodzi o obliczenie odpowiedniego spółczynnika sprzężenia, dla którego osiągnie się pożądany kształt krzywej.

Na rys. 11a i 11b podane są krzywe, przy pomocy których możemy obliczyć wszystkie interesujące nas dane.

Rys. 11a przedstawia zależność $\frac{U_2}{U_2\ śr.}$ od wyrażenia $Q \cdot \frac{2\Delta f}{f_0}$ gdzie $Q = \sqrt{Q_1 \cdot Q_2}$ średnie z dwu obwodów.

Stosunek $\frac{U_2}{U_2\ śr.}$ podany jest w decybelach przy czym za poziom zerowy przyjęto średnie napięcie pomiędzy maksimum krzywej a napięciem dla częstotliwości rezonansowej.

Rys. 11b. przedstawia zależność Q od $\frac{2\Delta f}{f_0}$ dla stałych k i maksymalnych odchyleń krzywej w stosunku do średniej $\triangle$ db.

Za szerokość wstęgi 2 $\triangle$ f przyjmuje się rozstrojenie, dla którego napięcie równe jest napięciu przy częstotliwości rezonansowej (rys. 11b).

Korzystanie z wykresów najlepiej objaśni przykład.

Wzmacniacz pośredniej częstotliwości f = 470 kc/s pracuje poprzez filtr wstęgowy na diodę.
$L_1 = L_2 = 760\ \mu H$ $Q_L = 150$
$C_1 = C_2 = 150 pF$ $Q_C = 2000$
opór wewnętrzny lampy $\rho = 1$ Meg
opór wniesiony przez diodę $R_d = 0,5 \cdot 1 = 0,5$ Meg.

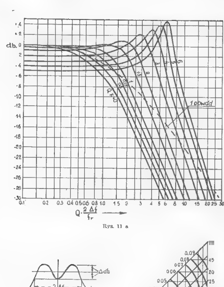
Obliczyć taki spółczynnik sprzężenia aby szerokość wstęgi wynosiła 16 kc/s ($\triangle$ f = 8 kc/s).

KUPON Nr 16

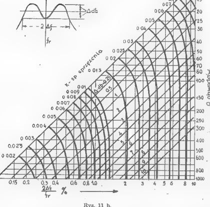
na odpowiedź w »Radio«

Nazwisko

Adres

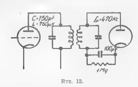


Rys. 11 a



Rys. 11 b.

a odchylenie krzywej nie było większe od 2 db od średniej. Obliczyć tłumienie dla rozstrojenia 20 kc/s od rezonansu.



Rys. 12.

1) Obliczamy Q obwodów.

W pierwszym obwodzie równolegle włączona jest lampa o oporze wewnętrznym 1 Meg. Na skutek tego dobroć obwodu będzie mniejsza, niż dobroć cewki. Opór odpowiadający stratom kondensatora

$$R_C = \frac{Q_C}{\omega . C} = \frac{2000}{6,28 . 470 . 10^3 . 150 . 10^{-12}} = 4,5 \text{ Meg},$$

opór wypadkowy z oporu lampy i oporu Rc

$$R = \frac{R_C . \rho}{R_C + \rho} = \frac{4,5 . 1}{4,5 + 1} \sim 0,8 \text{ Meg}$$

$$Q'_C = R . \omega . C$$

$$0,8 . 10^6 . 6,28 . 470 . 10^3 . 150 . 10^{-12} = 350$$

$$Q_{1 wyp.} = \frac{Q'_C . Q_L}{Q'_C + Q_L} = \frac{350 . 150}{350 + 150} = 105;$$

podobnie obliczamy wypadkowy sp. dobroci Q_{2wyp}; wynosi on 85.

Stąd średnie Q obu obwodów

$$Q = \sqrt{Q_1 . Q_2} = \sqrt{105 . 85} \simeq 94$$

2) Obliczamy

$$\frac{2 \Delta f}{f_0} = \frac{2 . 8}{470} = 0,34 = 3,4 \%,$$

dla obliczonego Q $\frac{2 \Delta f}{f_0}$.

odczytujemy z wykresu 11 b

$$k = 0,026 \quad \left(k_{kryt} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{94} = 0,0106\right)$$

$\triangle$ db = 1,5 db.

3) Dla obliczenia tłumienia przy rozstrojeniu o 20 kc/s skorzystamy z wykresu na rys. 11a. Obliczamy wielkość

$$Q \cdot \frac{2 \Delta f}{f_0} = \frac{94.2.20}{470} = 8$$

oraz Q . k = 94 . 0,026 = 2,44

odpowiada to tłumieniu (z rys. 11a) 20 db.

Określenie osłabienia na krzywej rezonansu przy pomocy decybeli ma tę dobrą stronę, że przy obliczaniu krzywej selektywności całego odbiornika dodajemy wprost w decybelach tłumienie poszczególnych stopni. Na przykład jeżeli zastosujemy 2 filtry pośredniej częstotliwości, wtedy dla rozstrojenia 20 kc/s tłumienie wypadkowe wyniesie 2 × 20 db = 40 db.

Na rys. 11a dla porównania widzimy również krzywą rezonansu pojedyńczego obwodu. (Linia kreskowana). Przeliczymy tłumienie jednego obwodu dla tych samych rozstrojeń (Q = 94).

Dla $\triangle$ f = 20 kc/s otrzymujemy tłumienie 17 db, a więc selektywność o 3 db gorszą. Równocześnie odtwarzanie tonów o częstotliwości 8 kc/s ($\triangle$ f = 8 kc/s) będzie zupełnie złe, ponieważ tłumienie wyniesie 11 db, podczas gdy przy zastosowaniu filtru wstęgowego osłabienie wyniosło tylko 1,5 Korzyść zastosowania dwu obwodów sprzężonych jest widoczna.

Inż. H. D.

Elementy RLC

KONDENSATORY.

1. Definicje.

Drugim zasadniczym elementem wchodzącym w skład każdego urządzenia radiowego jest kondensator

Kondensator posiada zdolności gromadzenia w sobie elektryczności

Im kondensator większy, przez analogię do zbiorników — mówimy — im większą posiada pojemność, tym więcej elektryczności potrafi w sobie nagromadzić (zatrzymać).

Jednostką pojemności jest farad, (F) nazwaną na cześć słynnego fizyka angielskiego Faraday'a. Jest to jednostka bardzo duża i w praktyce operuje się mniejszymi jednostkami zwanymi mikrofaradami (μ F), pikofaradami (pF albo $\mu\mu$ F) oraz niekiedy nanofaradami (nF).

Zależności między tymi jednostkami są następujące:

1 F = 1.000.000 μ F = (10^6 μ F)
1 μF — 1.000.000 pF = (10^6 pF)
1 F = 1.000.000.000.000 pF = (10^{12} pF)
1 nF = 1.000 pF = (10^3 pF)

Wyżej wymienione jednostki, są to jednostki praktyczne; używana jest również jednostka układu elektrostatycznego, której wymiarem jest cm.

1 F = 9 . 10^{11} cm   1 cm = 1,11 pF

W praktyce zapamiętamy sobie, że aby otrzymać wartość kondensatora w pikofaradach mnożymy wartość w centymetrach przez 1,11. Tak więc kondensator 100 cm równy jest kondensatorowi 111 pF

Kondensator w najprostszej swej formie składa się z dwu płytek metalowych przedzielonych t. zw. dielektrykiem, np. powietrzem, lub miką.

Kondensator, w którym nagromadzona jest elektryczność, wykazuje pomiędzy płytkami: elektrodami, okładzinami) napięcie. Wielkość tego napięcia określona jest równaniem:

$$E = \frac{Q}{C} \qquad (1)$$

gdzie E — napięcie w woltach,
Q — ilość elektryczności w kulombach,
C — pojemność kondensatora w faradach.

Z drugiej strony równanie to określi nam ilość elektryczności jaka nagromadzi się w kondensatorze, jeżeli włączymy go na napięcie E.

$$Q = EC \qquad (1a)$$

Zatem, im większe będzie napięcie, które „ładuje" kondensator, oraz im większa jest pojemność kondensatora, tym więcej elektryczności się w nim nagromadzi. Wiemy o tym doskonale z praktyki, że gdy naładujemy kondensator o dużej pojemności, np. elektrolityczny i zewrzemy jego zaciski, nagromadzona elektryczność wyzwoli się w formie ciepła (błysk), oraz usłyszymy trzask; jeżeli naładujemy kondensator o mniejszej pojemności, lub ze źródła o mniejszym napięciu, błysk i trzask będą mniejsze. Ilość energii jaka nagromadzi się w naładowanym kondensatorze (albo energii jaka wyzwoli się przy zwarciu naładowanego kondensatora) wyraża się równaniem

$$W = \frac{1}{2}\, C\, E^2 \qquad (2)$$

W — energia w wat - sekundach (dżaulach),
C — w faradach,
E — w woltach

Widzimy stąd, że im wyższe napięcie, tym większa będzie energia (proporcjonalna do drugiej potęgi napięcia). W prostownikach dających wysokie napięcie przy wyłączeniu z sieci, zwiera się automatycznie kondensatory oporami; w ten sposób zapobiega się ewentualnym porażeniom ze strony naładowanego kondensatora.

2. Dielektryk.

a) Stała dielektryczna.

Siedliskiem energii naładowanego kondensatora jest dielektryk zawarty między okładzinami kondensatora.

Dielektryk, w ogólności izolator, charakteryzuje się dwiema wielkościami: tak zwaną stałą dielektryczną (ε) oraz stratnością (kątem strat).

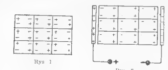
Stała dielektryczna jest liczbą, która określa ile razy kondensator z danym dielektrykiem posiada większą pojemność od takiego samego kondensatora, który za dielektryk posiada próżnię (w praktyce powietrze)

b) Stratność.

Drugą ważną wielkością charakterystyczną dla dielektryka jest jego stratność.

Każdy dielektryk, podobnie zresztą jak każde ciało w naturze, składa się z elementarnych cząstek, np. atomy czy drobiny. Każda cząstka posiada w sobie ładunki elektryczności dodatniej i ujemnej, które w normalnym stanie na wzajem się neutralizują. (rys. 1) Jeżeli teraz umieścimy dielektryk pomiędzy płytkami kondensatora, włączonego na napięcie, wtedy wskutek znanego działania przyciągania się ła-

dunków różnego znaku, ładunki ujemne usadowią się w **obrębie każdej cząstki** od strony płytki dodatniej, zaś dodatnie od strony ujemnej. (rys. 2)



Rys 1 Rys 2

Gdyby dielektryk przewodził, wtedy ładunki przepłynęłyby do odpowiednich elektrod, zneutralizowałyby ładunki na nich, wskutek czego z baterii dla utrzymania napięcia na kondensatorze musiałby spłynąć nowy ładunek i w ten sposób płynąłby prąd stały w obwodzie

Ponieważ dielektryk jest izolatorem, ładunki mogą się przesuwać tylko w granicach swej cząstki, a nie mogą spłynąć do sąsiedniej, ani też do płytki metalowej, i są trzymane tylko dzięki siłom elektrostatycznym.

Jak widzimy z rysunku (2) ładunek (+) i (—), leżące na krańcach sąsiadujących cząstek, w działaniu na zewnątrz neutralizują się i w efekcie pozostaną czynne tylko ładunki na ścianie dielektryka od strony płytki metalowej kondensatora.

Jeżeli kondensator odłączymy od źródła prądu, wtedy pozostaną na jego płytkach ładunki związane siłami elektrostatycznymi z ładunkami dielektryka. Przy zwarciu takiego kondensatora popłyną ładunki np. z płytki dodatniej do ujemnej, zneutralizują się, naprężenie wewnątrz dielektryka stopniowo zmniejszy się i ładunki jego powrócą do stanu jak na rys. 1.

Na wytworzenie tego, jak mówimy, naprężenia wewnętrznego w dielektryku potrzebna jest pewna praca. Przy prądzie zmiennym, jak to niżej zobaczymy, ładunki w poszczególnych cząstkach muszą przesuwać się z jednej strony na drugą, zgodnie ze zmianą znaku napięcia, działającego na kondensator. Przesuwanie takie nie odbywa się bez strat; zachodzi mianowicie jakby tarcie wewnątrz każdej cząstki, a następstwem tarcia jest, jak wiadomo z życia codziennego, ciepło. Zatem, przy pracy kondensatora w obwodzie prądów zmiennych wydziela się w nim ciepło, które w urządzeniach dużej mocy stanowi już pewną uchwytną wartość.

W obwodach małej mocy (urządzenia odbiorcze), gdzie nie ma obaw o uszkodzenie kondensatora na skutek nagrzania, straty powodują tłumienie obwodów rezonansowych, pogarszając selektywność itd.

Tabela I podaje stałe dielektryczne, stratności i napięcie przebicia niektórych materiałów, stosowanych przy budowie kondensatorów. Stratność podaje się jako tg δ (czytaj: tangens delta), albo w procentach

Tabela I.

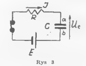
Materiał	Stała dielektr. ε	tg δ 50 c/s	tg δ 1 Mc/s	tg δ 10 Mc/s	napięcie przebicia KV/mm
powietrze	≈ 1				4,4
papier natłuszczony	2,2 ÷ 4	100	80 ÷ 150		90
szkło (flint)	7		70		
olej	2,2		100		
mika	7	3	1,7	1,7	
kwarc	4,1		1	1	
calit	6,5	10 ÷ 15	3,8	3,4	35 – 45
trolitul	2,2		3,9	4,5	100
calan	6,6	8 ÷ 10	3,2	2,6	35 ÷ 45
ultracalan	7,1		1,0	1,0	30 ÷ 35

Ogólnie biorąc, zarówno stała dielektryczna jak i stratność zależne są od częstotliwości, poza tym także od temperatury i od napięcia pracy. Konstruktorzy kondensatorów starali się wynaleźć materiały o możliwie dużej stałej dielektrycznej i o małej stratności.

Pozwoliło to na wydatne zmniejszenie wymiarów i wagi kondensatorów. Materiały naturalne miały stałą dielektryczną nie wiele większą niż 7 ÷ 8. Przy stosowaniu specjalnych związków, osiągnięto cyfrę 170 — 1000. Są to naogół dielektryki ceramiczne i dlatego ciężko obrabialne.

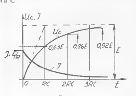
3. Kondensator w obwodzie prądu stałego.

Zestawmy układ jak na rys. 3; po załączeniu wyłącznika, kondensator (C) zacznie się ładować, i na jego okładkach pojawi się napięcie Uc. Ładowanie kondensatora trwa tak długo, aż napięcie U_c będzie równe sile elektromotorycznej źródła E.



Rys 3

Ładowanie kondensatora trwa w czasie zależnym od wielkości oporu obwodu R i kondensatora C

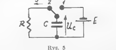


Rys 4

Przebieg napięcia na kondensatorze przedstawia rys. 4.

Jak widać na kondensatorze wzrasta napięcie zbliżając się asymptotycznie do wartości E.

Im mniejszy opór obwodu (R) oraz im mniejsza pojemność (C), tym szybciej kondensator się naładuje. Dla szybkości naładowania, miarodajna jest tak zwana **stała czasu**, czyli iloczyn wartości R.C (Ω, F)



Rys. 5

Iloczyn ten posiada wymiar czasu (sekunda). Matematycznie przyrost napięcia na kondensatorze da się wyrazić równaniem,

$$U_c = E\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad (3)$$

gdzie t — czas w sekundach

e — podstawa logarytmów naturalnych — 2,718.

Z równania możemy obliczyć, że po upływie czasu t = RC napięcie na kondensatorze wyniesie się około 63% napięcia E. Po czasie równym 2RC, Uc = 86% napięcia E; po upływie czasu 4RC napięcie na kondesatorze wynosi 99% napięcia E, czyli praktycznie przyjmujemy, że kondensator jest już całkowicie naładowany.

Prąd w obwodzie w momencie załączenia osiąga natychmiast wartość maksymalną równą $\frac{E}{R}$ i spada asymptotycznie do zera. Zatem **stała czasu** obwodu (RC) określa nam czas, po upływie którego napięcie na kondensatorze osiąga **63% napięcia końcowego.**

Weźmy teraz pod uwagę przebieg rozładowania kondensatora przez opór R. (rys 5)

W położeniu (1) przełącznika P kondensator został naładowany do napięcia Uc = E. Po przełączeniu w pozycję (2) rozpoczyna się rozładowanie kondensatora przez opór R. Przebieg napięcia na kondensatorze przedstawia rys. 6; kondensator wyładowuje się według równania

$$U_c = E \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (4)$$

Po upływie czasu t = RC, napięcie na kondensatorze spadnie o 63% napięcia początkowego, po czasie t = 2RC spadnie o 86%, zaś po czasie t = 4RC do 1% napięcia początkowego. Im mniejszy opór, tym szybciej kondensator się rozładuje.

Właściwy dobór stałej czasu posiada b. duże znaczenie we wszelkiego rodzaju automatycznych regulacjach; poza tym spotykamy się z nią niemal codziennie przy sprawdzaniu kondensatorów. Mianowicie ładujemy kondensator ze źródła wysokiego napięcia np. **200 — 300V** i zwieramy końcówki kondensatora; jeżeli nie pojawi się mocny błysk i trzask, mówimy, że kondensator **przepuszcza.** Znaczy to, że kondensator rozładowuje się samoczynnie przez złą izolację. Im gorsza izolacja (mały opórR), tym kondensator się szybciej rozładuje. Zła izolacja kondensatora jest powodem wielu uszkodzeń w odbiorniku, dlatego opór izolacji powinien być możliwie wysoki (kilkadziesiąt do kilkuset megomów)

Zatem w obwodzie prądu stałego kondensator zasadniczo prądu nie przepuszcza. Popłynie tylko impuls prądu w momencie ładowania i rozładowania; weźmy kondensator 1μF i opór obwodu 1000000 Ω. Po czasie 4RC kondensator jest praktycznie naładowany, czyli

$$t = 4RC = 4 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{6} = 4 \text{ sek}$$

Kondensator w obwodzie prądu zmiennego

Załączmy kondensator idealny (próżniowy) na źródło prądu zmiennego E — jak to przedstawia rys. 7. Dotychczas byliśmy przyzwyczajeni do faktu, że prąd elektryczny musi przepływać przez jakiś materialny przewodnik; w naszym

Rys. 6

wypadku widzimy, że mimo braku jakiegokolwiek połączenia pomiędzy okładkami kondensatora w obwodzie płynie prąd, wskazywany przez amperomierz.

Jeżeli napięcie generatora E zmienia się sinusoidalnie, jak to przedstawia rys. 8, to, w czasie gdy napięcie zacisku **c** jest w stosunku do **d** dodatnie, płynie prąd ładowania kondensatora w kierunku (c → a → b → d)

Kondensator ładuje się tak długo, aż napięcie na nim będzie równe nap. źródła (czas t_0 — t_1); gdy nap. generatora zacznie się zmniejszać (okres czasu od t_1 — t_2), kondensator, który posiada napięcie Uc = E, zacznie się rozładowywać i popłynie prąd w kierunku przeciwnym (pod osią na wykresie 8), obieg (**a** → **c** → **d** → **b**). Moment maksymalnej wartości prądu wypadł w czasie t_2, to znaczy gdy napięcie źródła równe było zeru.

Rys. 7

Od czasu t_2 biegun **d** staje się dodatni w stosunku do **c** i następuje ładowanie kondensatora w kierunku przeciwnym, to znaczy w kierunku d → b → a → c. Gdy kondensator naładuje się do maksymalnej wartości (w momencie t_3), napięcie generatora zaczyna się zmniejszać, zaś kondensator (ponieważ na nim napięcie równe jest E) zaczyna się rozładowywać (obieg → b → d → c → a).

Rys. 8

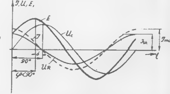
Zatem prąd, który wykazuje amperomierz, jest to prąd ładowania i rozładowania kondensatora. Jak widać z rysunku (8), prąd posiada ten sam charakter przebiegu co i napięcie źródła (E); jedynie tylko maksimum prądu występuje w innym czasie, aniżeli maksimum napięcia. (Napięcie na kondensatorze jest identyczne z napięciem źródła, ponieważ założyliśmy opór omowy obwodu równy zeru). Maksimum prądu ma miejsce wcześniej, aniżeli maksimum napięcia. Mówimy, że prąd kondensatora wyprzedza napięcie, albo inaczej, że prąd jest przesunięty w fazie w stosunku do napięcia. Przesunięcie fazowe będzie to odcinek (t_1 — t_0) w mierze czasowej (oś pozioma — oś czasu).

Ponieważ przebieg sinusoidalny powtarza się periodycznie co jeden okres, gdzie okres jest odcinkiem czasu (t_1 — t_0), możemy oś czasu przedstawić w mierze kątowej.

Jeden okres czyli cała fala będzie odpowiadał kątowi 360°. Pół fali odpowiada kątowi 180°, zaś ćwierć fali (np. odcinek t_0 — t_1) równać się będzie kątowi 90°, a zatem w naszym wypadku prąd jest przesunięty naprzód w stosunku do napięcia o kąt 90°. W elektrotechnice kąt przesunięcia fazowego określa się grecką literą φ (czytaj fi).

Rys. 9

Co się stanie, jeżeli w obwodzie będzie łącznie z kondensatorem istniał opór R? (rys. 9) Jak wiemy z części traktującej o zachowaniu się kondensatora z oporem w obwodzie prądu stałego, opór **opóźnia** moment maksimum napięcia na kondensatorze. A zatem w obwodzie prądu zmiennego napięcie kondensatora będzie się opóźniało w stosunku do napięcia źródła. Ponieważ prąd kondensatora jest przesunięty o 90° w stosunku do napięcia Uc, a napięcie Uc opóźnia się w stosunku jego napięcia E, zatem prąd będzie przesunięty w fazie w stosunku do E o mniej niż 90° (rys. 10 kąt φ).



Rys. 10

W rozpatrywaniu oporu omowego określiliśmy spadek napięcia na nim, jako iloczyn I. R., albo powiedzieliśmy, że prąd w obwodzie równa się: napięciu podzielonemu przez opór, $I = \frac{U}{R}$

Było to tak zwane prawo Ohma.

Podobnie i przy prądzie zmiennym dla kondensatora będzie obowiązywało prawo Ohma,

$$I = \frac{U}{Xc} \qquad (5)$$

gdzie I i U będą wyrażone w wartościach skutecznych, odpowiednio w amperach i woltach.

$U_{skut} = U_{max} \cdot 0{,}707$

$I_{skut} = I_{max} \cdot 0{,}707$ (patrz rys. 10)

zaś Xc będzie to opór pojemnościowy kondensatora określany także przez analogię w omach (pojemnościowych). Opór pojemnościowy kondensatora jest tym mniejszy, im większa pojemność i im wyższa częstotliwość; określa go

wzór: $$Xc = \frac{1}{C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} \text{ omów} \qquad (6)$$

C — pojemność w Faradach

π — 3,14

f — częstotliwość w c/s.

Naprzykład kondensator o pojemności $1 \mu F = 10^{-6} F$ przy częstotliwości sieci f = 50 c/s posiada opór pojemnościowy:

$$Xc = \frac{1}{C \cdot 2 \cdot \pi f} = \frac{1}{10^{-6} \cdot 2 \cdot 3{,}14 \cdot 50} = 3180 \text{ omów}$$

jeżeli kondensator taki włączymy do sieci 220V **prądu zmiennego**, to popłynie prąd

$$I = \frac{U}{Xc} = \frac{220}{3180} = \approx 0.069 \text{ A} = 69 \text{ mA}$$

(D. c. n.)

Inż. F. M.

TONGENERATOR

(dokończenie)

Dobór części

Jak wynika z teoretycznego opisu*) tongeneratora RC, celem uzyskania dobrej krzywej bez harmonicznych należy spełnić następujące warunki:

1) Lampy powinny pracować przy jak najmniejszych zniekształceniach.
2) Kondensatory zmienne i opory ustalające częstotliwość generatora, powinny być możliwie dokładnie sobie równe.

Wobec tego przy budowie tongeneratora na innych lampach, należy zwrócić uwagę na pracę możliwie nie dużymi amplitudami i na środku prostliniowej części charakterystyki. Ponieważ zależy nam na równomiernym wzmocnieniu w stosunkowo szerokim zakresie częstotliwości (do 20 kc/s albo i wyżej) należy stosować małe opory anodowe, a w związku z koniecznym wzmocnieniem stosować lampy o dużym nachyleniu, jak, n. p. pentody telewizyjne EF 14, EF 50 czy nawet lampy głośnikowe.

W tym wypadku, napięcie wyjściowe będzie nawet większe aniżeli w egzemplarzu modelowym.

Zamiast automatycznej regulacji przy pomocy diody, wiele firm dla prostoty stosuje żarówki 3 watowe (110V), w katodzie pierwszej lampy, wobec czego odpada konieczność użycia w tym stopniu lampy o zmiennym nachyleniu.

Odnośnie punktu drugiego, należy stosować dobrej jakości kondensatory zmienne (dobra izolacja ceramiczna) oraz starannie wyrównać parami opory przy pomocy omomierza, czy miliamperomierza i odpowiedniego napięcia.

Jeśli kondensatorem 2 × 500 pF nie da się uzyskać stosunku skrajnych częstotliwości w zakresie jak 1 : 10 (na skutek dużych pojemności początkowych) można zakresy do 20 kc/s rozbić na cztery podzakresy i według podanego wzoru (4a) obliczyć potrzebne wartości oporów.

Montaż

Tongenerator montujemy na chassis aluminiowym, cynkowym lub żelaznym. Ze względu na to, że w obwodzie siatki pierwszej lampy są duże opory, należy zabezpieczyć stopień pierwszy od wpływów indukcyjnych pochodzących szczególnie od części zasilającej. Kondensator oraz przełącznik z oporami montujemy w sposób zwarty (np. pod kondensatorem przełącznik) i jako całość starannie ekranujemy. Należy przy tym zwrócić uwagę na staranną izolację kondensatora od masy.

Rotor bowiem jest pod napięciem zmiennym a opór, pomiędzy nim a masą jest rzędu kilku, czy kilkunastu megomów. Stator jednego z kondensatorów jest na potencjale ziemi (dla napięć zmiennych) zaś opór pomiędzy nim a ziemią wynosi ok. 2 megomy. (Przy rozwiązaniu z lampą regulacyjną w katodzie, stator jest połączony z ziemią). Dlatego staramy się umocować kondensator poprzez izolację na chassis przy pomocy np. płaskówek mosiężnych, przylutowanych do statora kondensatora pracującego pomiędzy siatką a ziemią.

Z tego samego względu pomiędzy osią kondensatora a mechanizmem skali musimy wsta-

*) patrz Nr. 7 — 8 Ra 47

wić przedłużacz wykonany z dobrego materiału izolacyjnego (najlepiej ceramika) ponieważ zmienność izolacji między rotorem a ziemią (np. wskutek wilgoci) zmieni charakter skali szczególnie na najniższym zakresie.

Zwrócić należy również uwagę na staranne odfiltrowanie napięcia zasilającego, jak również odsunąć przewody z wysokim napięciem zmiennym od obwodów siatek pierwszych stopni.

W przeciwnym wypadku przy częstotliwościach zbliżonych do częstotliwości sieci i jej harmonicznych może mieć miejsce synchronizacja, objawiająca się tym, że mimo zmiany pojemności kondensatorów, częstotliwość tongeneratora pozostaje w pewnym zakresie bez zmiany. Oprócz tego występuje zniekształcenie przebiegu, oraz niestałość amplitudy napięcia.

Skalę wykonujemy na przykład na papierze rysunkowym naklejonym na cienki bakelit (pertinax), albo najlepiej na bakelicie polakierowanym białym lakierem (acetonowym).

Fotografię modelu, ze względów technicznych, zamieścimy w jednym z najbliższych numerów miesięcznika.

Uruchomienie.

Do naprawdę należytego wyregulowania tongeneratora, a także wycechowania, konieczny jest oscylograf. Może tu być sama lampa oscylograficzna z zasilaczem (wystarczy napięcie 300 V). W braku generatora podstawy czasu na płytki poziome możemy włączyć napięcie z sieci (220 V). Omówienie szczegółowe tego systemu znajdzie Czytelnik w artykule o oscylografie (1 — 2 i 3 Nr. Ra). Wyjście z generatora włączamy do zacisków adaptera dobrego odbiornika, a płytki pionowe lampy oscylograficznej łączymy poprzez kondensator między anodę lampy głośnikowej a ziemię.

W ten sposób na ekranie oscylografu możemy obserwować obraz napięcia tongeneratora już dla częstotliwości od 400 ÷ 500 c/s. Obraz będzie nieruchomy na ekranie, gdy częstotliwość generatora będzie wielokrotnością częstotliwości sieci.

W naszym tongeneratorze są dwa elementy, które należy wyregulować. Pierwszy to opornik ustalający stopień ujemnej reakcji — Ra = 10 kΩ.

Ustawiamy przełącznik na drugim zakresie i zwiększamy stopniowo wartość opornika. W ten sposób zmniejszamy ujemną reakcję i w momencie gdy dodatnia reakcja (poprzez gałąź oporów i zmiennych kondensatorów) będzie większa od ujemnej, układ zacznie oscylować. Na ekranie zobaczymy sinusoidę; zwiększając wielkość opornika Ra zaobserwujemy, że obraz krzywej zaczyna być zniekształcony (zwykle zmienia się i częstotliwość).

Powracamy do poprzedniego położenia starając się pracować w pobliżu punktu powstawania drgań. Zmniejszamy następnie pojemność kondensatorów do minimum i ustalamy punkt na oporniku Ra, przy którym powstają oscylacje.

Ustalamy takie położenie opornika, przy którym tongenerator oscyluje na całym zakresie, wytwarzając czystą krzywą o stałej amplitudzie. Jeżeli przy minimalnej pojemności kondensatorów amplituda opada, podregulowujemy trimmer 50 pF równoległy do górnego (na schemacie) kondensatora.

W podobny sposób określamy wartości opornika Ra na innych zakresach. Z tych danych ustalamy optymalne położenie, które pozwoli na uzyskanie dobrej krzywej na wszystkich zakresach. W braku oscylografu i możliwości skontrolowania jakości krzywej, wskazane jest wyprowadzić óśkę opornika Ra na zewnątrz, i pracować stale w punkcie powstawania oscylacyj; wtedy mamy gwarancję, że krzywa jest sinusoidalna. Aby amplituda napięcia wyjściowego była stała na wszystkich zakresach, należy dodatkowo ustalić napięcie regulacyjne automatyki.

Wielkość napięcia automatyki zależy od dobrania odczepu na oporze roboczym diody (u nas 40 i 60 kiloomów).

Przy pobraniu pełnego napięcia automatyki (opór 2 Meg. połączony wprost z anodą diody) powstaje nieprzyjemne zjawisko okresowego powstawania i zanikania oscylacyj. Mianowicie wyobraźmy sobie, że dla pewnego punktu pracy lampy pierwszej powstaną oscylacje. Na skutek bezwładności układu regulacyjnego napięcie oscylacyjne wzrasta do maksymalnej wartości, powstałe napięcie automatyki zaczyna zwiększać minus na siatce lampy pierwszej, wskutek czego oscylacje zmniejszają się i ostatecznie zanikają. Po ustaniu oscylacyj, punkt pracy lampy przesuwa się do stanu początkowego i zjawisko powtarza się. Jest to wypadek krańcowy i przy zmniejszaniu napięcia automatyki oscylacje coraz bardziej stają się równomierne. Należy dobrać taki punkt pracy, przy którym oscylacje są stałe bez wahającej się amplitudy.

Przy stosowaniu lamp i wartości oporów jak w modelu, optymalny punkt pracy uzyska się przy dzielniku 40 i 60 kiloomów.

Cechowanie.

Klasyczny i najdokładniejszy sposób cechowania polega na porównaniu częstotliwości tongeneratora ze znaną wzorcową częstotliwością przy pomocy oscylografu.

Mianowicie włączając na płytki pionowe napięcie z tongeneratora, zaś na płytki poziome z generatora wzorcowego (może nim być wycechowany już fabryczny tongenerator lub wzorzec częstotliwości, opisany na łamach miesięcznika), otrzymujemy na ekranie figury Lissajous.

(Szczegółowe omówienie w Nr. 3 Ra 47 przy opisie oscylografu).

Jeżeli częstotliwość jedna jest dokładnie wielokrotnością drugiej na ekranie powstaje obraz nieruchomy, z którego kształtu określamy stosunek częstotliwości. Zatem ogólnie biorąc do wycechowania potrzebujemy źródła o znanej częstotliwości oraz wskaźnika, który by określał moment zrównania się częstotliwości (lub ich wielokrotności).

Jeżeli chodzi o źródło, to do dyspozycji każdego amatora stoi zawsze sieć oświetleniowa o częstotliwości 50 c/s, i dokładności zupełnie wystarczającej.

Jako wskaźnik najlepszą jest oczywiście lampa oscylograficzna, w braku jej posłużymy się magicznym okiem, które po pewnej wprawie pozwoli na równie dobre wycechowanie tongeneratora.

Drugą możliwością jest instrument muzyczny, którego tonacja i strojenie określone jest międzynarodowymi normami.

Najlepiej do tego celu nadaje się fortepian; w tym wypadku wskaźnikiem będzie nasze ucho

Omówimy po kolei oba sposoby.

1. Cechowanie przy pomocy sieci i oka magicznego.

Prowizorycznie montujemy sobie przyrządzik według schematu jak na rys. 15. (Autor sprawdzał układ na lampie amerykańskiej 6E5, oczywiście można to zrobić na jakimkolwiek „oczku").

Rys. 14

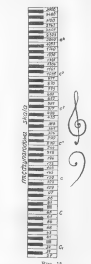
Najpierw nie włączając tongeneratora ustalamy kąt cienia potencjometrem (P_1) z napięcia sieci 50 c/s. Powinien on wynosić około 45° (w lampie 6E5). Następnie włączamy tongenerator nastawiony na pierwszym zakresie i podkręcamy potencjometr P_2, aż obraz cienia zacznie drgać.

Jeżeli częstotliwość sieci i tongeneratora będą w stosunku do siebie jak liczby całkowite, drgania ustają. Trudno dokładnie słowami takie cechowanie opisać, ale po paru minutach nabierzemy wprawy. Rozpoczynamy od zakresu najniższego. Pierwszy moment ustania drgań cienia będzie przy stosunku częstotliwości 2:5 czyli dla częstotliwości 20 c/s. Drugie dla stosunku 1:2 czyli dla 25 c/s. W ten sposób dojdziemy do stosunku 4:1, to jest 200 c/s.

Poniżej podajemy częstotliwości (tłustym drukiem), przy których zupełnie wyraźnie można zauważyć ustanie drgań. Powyżej stosunku 3:1 należy uważnie obserwować oczko, ale przy pewnej wprawie nie przedstawi to żadnej trudności.

Stosunek	częstotliwości
2:5	20 c/s
1:2	25
2:3	33,3
3:4	37,5
1:1	50
4:3	66,6
3:2	75
5:3	83,3
2:1	100
5:2	125
3:1	150
4:1	200
5:1	250

Po przejściu na drugi zakres (200—2000 c/s) po pewnej wprawie możemy dojść do częstotli-



Rys. 15

wości 500 c/s, a nawet do 1000 c/s (tu już łatwo o pomyłkę).

Orientację w skalowaniu ułatwia fakt, że w wypadku gdy opory ustalające częstotliwość są dokładnie dziesięciokrotnie większe (przy stosunku zakresów 1:10) skale się pokrywają. Niektóre firmy wykonują nawet tongeneratory z jedną skalą od 20—200, która na innych zakresach także jest słuszna.

Na tym niestety kończą się nasze możliwości cechowania przy pomocy sieci (korzystając z oscylografu można wycechować do paru tysięcy c/s).

Musimy zatem wykonać pomocniczy generatorek, jak n. p. na rys. 1 (Nr. Ra 7—8) i dobierając kondensatory obwodu, ustalić na częstotliwość 500 c/s, którą mamy już na naszym tongeneratorze.

Użyjemy tu transformatorka międzylampowego (1:2÷1:3) z dużą szczeliną, przy czym uzwojenia trzeciego nie potrzeba, zaś potencjometr wskaźnika (oczka) włączamy poprzez kondensator (0,5 μ F) między anodę i katodę generatora pomocniczego; cechując podobnie jak z częstotliwością sieci dojdziemy do 5000 c/s, po której znowu musimy przestroić generator pomocniczy. Na zakresie najwyższym > 20 kc/s możemy skorzystać z czułego odbiornika, który odbierze wyższe harmoniczne np. 20 kc, 50 kc i t. d. Odbiornik nastroimy na długofalową stację Droitvich (200 kc/s).

Jak widzimy z powyższego opisu, cechowanie bez oscylografu jest żmudne, ale możliwe do wykonania.

2. Drugim sposobem jest cechowanie „na słuch" przez porównanie dźwięku wytwarzanego przez głośnik włączony na nasz generator z dźwiękiem n. p. fortepianu.

Jak wiadomo wszystkie instrumenty są strojone według odpowiedniej skali. W użyciu jest skala fizyczna, w której ton „a" wynosi 431 c/s, międzynarodowa: „a" — 435 c/s oraz amerykańska: „a" — 440 c/s. Fortepiany są strojone według dwu ostatnich, a różnica jak widzimy minimalna (1%) (rys. 15).

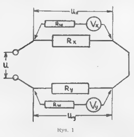
Jak wykazały dokładne pomiary w laboratorium Philipsa (Philips Technische Rundschau — Nr. 7.1939) przy nasłuchu europejskich stacyj radiofonicznych, średnio ton „a" wynosił około 440 c/s.

Porównując na słuch z dźwiękiem fortepianu, uzyskujemy odpowiednie punkty na skali. Na tym skończylibyśmy strojenie tongeneratora. Posługiwanie się nim przy badaniu urządzeń małej częstotliwości, zdejmowanie charakterystyk wzmacniaczy opiszemy w jednym z dalszych artykułów.

ROZMAITOŚCI

ANALIZA DZIELNIKA NAPIĘĆ PRZY POMOCY ZWYKŁEGO WOLTOMIERZA

Przy nieznanych wartościach dzielnika napięć powstaje pytanie, jak duże są poszczególne opory i na jakie wielkości dzieli się całe napięcie.



Rys. 1

Do wyznaczenia z dostateczną dokładnością napięć cząstkowych powinien być użyty woltomierz, którego opór wewnętrzny jest wyższy przynajmniej o jedną dekadę od sumy wszystkich oporów dzielnika. Przy wysokoomowych jego członach wymaga to stosowania bardzo czułych przyrządów, których najczęściej nie mamy do dyspozycji.

Ażeby określić opory konieczny jest przyrząd do pomiaru prądu lub omomierz, jednakże w obydwóch wypadkach zachodzi konieczność przecinania połączeń.

Opisana metoda pozwala wyznaczyć wielkości oporów i napięć częściowych dzielnika przy pomocy zwykłego woltomierza. Opiera się ona na prostych zależnościach, dających w konkluzji gotowe formuły, z których pożądano wielkości oblicza się na podstawie danych z wykonanego pomiaru.

Zgodnie z rysunkiem, przedstawiającym najprostszy dwuczłonowy dzielnik, wprowadzimy następujące oznaczenia:

U — napięcie na zaciskach źródła prądu
U_x — część napięcia na oporze R_x
U_y — część napięcia na oporze R_y
V_x — zmierzona przyrządem część napięcia na oporze R_x
V_y — zmierzona przyrządem część napięcia na oporze R_y

R_x i R_y podobnie, jak U_x i U_y są nieznanymi częściami oporów i napięć dzielnika.

Jeżeli źródło prądu posiada dostatecznie mały opór, napięcie U po przyłożeniu do końcówek dzielnika woltomierza o oporności wewnętrznej R_w, nie zmieni się w sposób widoczny, można wobec tego założyć, że woltomierz wskaże pełne napięcie obciążonego źródła.

Przyłóżmy teraz ten sam woltomierz do końców oporu Ry — odczytane wskazanie przyrządu odnosić się wówczas będzie do dwóch, równolegle ze sobą połączonych oporności R_w i R_y lub inaczej – do oporności wypadkowej $R'_y = \frac{R_w \cdot R_y}{R_w + R_y}$

Całkowite napięcie U istnieć będzie w tych warunkach na sumie oporów R_x i R'_y.

Biorąc pod uwagę stosunek odczytanego na przyrządzie wskazania do napięcia całkowitego U dostaniemy:

$$\frac{V_y}{U} = \frac{R'_y}{R_x + R'_y} = \frac{\frac{R_w R_y}{R_w + R_y}}{R_x + \frac{R_w \cdot R_y}{R_w + R_y}} \qquad (1)$$

W podobny sposób, przenosząc woltomierz na końce oporu R_x, możemy napisać:

$$\frac{V_x}{U} = \frac{\frac{R_w \cdot R_x}{R_w + R_x}}{R_y + \frac{R_w R_x}{R_w + R_x}} \qquad (2)$$

Z powyższych równań obliczymy wielkość R_x i R_y.

$$R_y = \frac{R_w [U - (V_x + V_y)]}{V_x} \qquad (3)$$

$$R_x = \frac{R_w [U - (V_x + V_y)]}{V_y} \qquad (4)$$

Biorąc w dalszym ciągu pod uwagę, że:

$$U_y = \frac{U \cdot R_y}{R_x + R_y}; \qquad (5)$$

$$U_x = \frac{U \cdot R_x}{R_x + R_y}; \qquad (6)$$

ostatecznie dostaniemy:

$$U_x = \frac{U \cdot V_x}{V_x + V_y}; \qquad (7)$$

$$U_y = \frac{U \cdot V_y}{V_x + V_y}. \qquad (8)$$

Jak widać, do określania częściowych napięć, istniejących na poszczególnych oporach dzielnika, może być użyty instrument o nieznanym oporze wewnętrznym. Znajomość Rw jest natomiast konieczna do obliczenia poszczególnych oporów Rx i Ry.

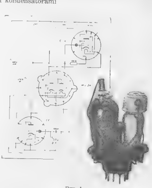
Weźmy dla przykładu dzielnik, składający się z dwóch nieznanych oporów. Przypuśćmy, że z pomiaru otrzymaliśmy: Vx = 15,4V; Vy = 7,7V; U = 100V; z obliczenia w/g. (9) i (10) dostaniemy: Ux = 66,7V; Uy = 33,3V;. Błąd zależny jest głównie od dokładności odczytu. Na ogół znajduje się w granicach 1% — 2%, otrzymane rezultaty są więc wystarczające ściśle nawet do laboratoryjnych obliczeń i pomiarów.

Powyższą metodą mogą być bardzo łatwo analizowane w sposób analogiczny także wieloczłonowe dzielniki, jak również oporowy i napięciowy podział potencjometru w określonym położeniu jego ślizgu.

J. K.

ZAMIANA LAMP LÖWEGO

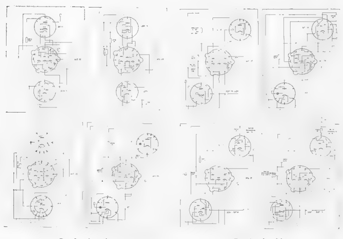
Wśród odbiorników jakie dostały się do nas z zachodu często spotkać można było odbiorniki firmy Löwe z lampami, które zawierały w sobie kilka systemów, często z dodatkowymi oporami i kondensatorami



Rys. 1

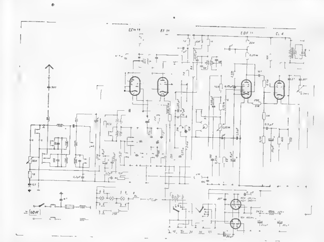
W wypadku zepsucia się lamp odbiornik stawał się bezużyteczny, zwłaszcza, że i firma Löwe przestała je produkować. Z zupełnie dobrym skutkiem możemy te lampy zamienić na inne na przykład na lampy serii E-11 albo serii C.

Rys 2



Rys. 3 a, b, c, d

Rys. 4 a, b, c, d



Rys. 5

Poniżej podajemy sposób zamiany lamp WG 34 stosowanych w odbiorniku jednoobwodowym oraz lamp WG 35 i 36 stosowanych w superach. Dane zaczerpnięto z czasopisma Radio-Mentor 11/12-44.

Rys. 1 przedstawia zamianę lampy WG 34 przez lampy CF7 i C14, Rys. 2 — schemat jednoobwodówki (Gildemaister WG) po przeróbce. Odbiornik z zastępczymi lampami posiada na ogół większe wzmocnienie i dlatego należy czasem wprowadzić między anodę CF 7 a siatką CL 14 dodatkowy filtr 10 K Ω i 1000 pF (kreskowane).

Podstawki lamp „C" montujemy na płytce pertinaksowej i przykręcamy do podstawki starej lampy, jak to widzimy na rys. 1. Mostek detekcyjny, który był wmontowany w lampę WG 34, umieszczamy w kubku ekranującym (kapie) siatkę lampy CF 7.

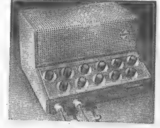
Na rys. 3 a, b, c, widzimy zamianę lampy WG 36 na zespół EF 11 — ECH 11, UBF 11 — UCH 11, CF 3 — CCH 1; zaś na rys. 3d i 4a, b, c, d zamianę lampy WG 35 na zespół CF 7 — CL 4, EBF 11 — CL 4, UCH 11 — UCL 11, UCL 11 — CF 7, UCL 11 — UBF 11.

Przy zamianie części diodowej wykorzystuje się triodę w lampie UCL 11, zaś przy zastosowaniu zespołu CF 7 — CL 4 lampa CL 7 pracuje jako trioda (katoda, siatka, ekran) oraz jako dioda (katoda — anoda). Układ ten pracuje bardzo dobrze.

Na rys. 5 widzimy super „Patrizier" z zamianą na zespół ECH 1 — EF 11 oraz EBF 11 — CL 4.

NOWY SPRZĘT PHILIPSA

Z nadesłanych nam materiałów przedstawiamy nowe modele wzmacniaczy, mikrofonów i odbiorników Philipsa.



Rys. 1

Seria wzmacniaczy (6,12 . 24,60 watów) (rys. 1) odznacza się oryginalnym rozwiązaniem



Rys. 2 a



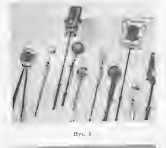
Rys. 2 b

i efektownym wyglądem zewnętrznym. (Schemat elektryczny wzmacniacz 24 wat zamieściliśmy w Nr. Ra). Na frontowej ścianie znajduje się 11 pokręteł, przy pomocy których włącza się i miesza niezależnie audycję z 4-ch kanałów (mikrofon, odbiornik, linia i adapter).

granicach od obciążenia dzięki ujemnej reakcji Oprócz tego dla innych głośników wzmacniacz posiada odczepy dla 60, 35, 20, 12, 7 woltów.

Zniekształcenia dla mocy nominalnych są mniejsze od 5%. Przebieg sp. zniekształceń od pobieranej mocy przedstawiają wykresy na rys. 2a, b.

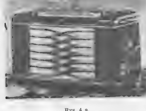
Poziom szumów — 60 db.



Rys. 3



Rys. 4 b.



Rys. 4 a.



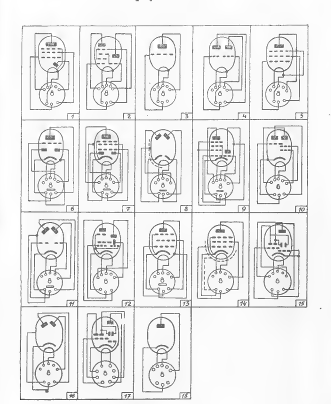
Rys. 4 c

Oprócz tego można zmieniać charakterystykę częstotliwości (maksymalne osłabienie o 12,5 db przy 50 c/s albo przy 10000 c/s o 18 db).

Wzmacniacze są zasadniczo dopasowane na 100-woltowe : wyjście niezależne w pewnych

Rys. 3. przedstawia różne wykonania mikrofonów (węglowe, wstęgowe, krystaliczne). Rysunki 4a, b, c, przedstawiają nowe typy odbiorników z efektownymi skalami z grubego szkła, są to supery na prąd stały i zmienny.

Lampy serii ...11



Typ	Rodzaj	Zastosowanie	Cokół	Uż	Jz	Ua	Us1	Us2	Ja	Js2 (s2+4)	S (Sc)	g	Ri	Ra	Pa	Pw
				V	V	V	V	V	mA	mA	mA/V		Ω, Meg	Ω, Meg.	W	W
DAF11	1+4	6+1	1	1,2	0,05	120	0	20	0,29	0,05	0,7	110	–	300000	0,6	–
						–	-5	85	–	–	–	40	–	–	–	–
		6+7W		1,2	0,05	90	0	15	0,22	0,03	0,7	40	–	300000	0,6	–
						–	-4	65	–	–	–	30	–	–	–	–
DCH11	2 +5V	2+3	2	1,2	0,075	120	0	60	0,8	–	0,3(13)	–	1	–	0,5	–
						–	-10	120	1	1,5	<0,002	–	>10	–	0,3	–
						90	-0,5	50	0,7	–	0,3(13)	–	1	–	0,5	–
						–	-7,2	90	0,75	1,05	<0,002	–	>10	–	0,3	–
DC11	2	4,7T	3	1,2	0,025	120	-4,5	–	2	–	1	15	15000	100000	0,4	–
		7W		1,2	0,025	90	-2,5	–	2	–	1	–	15000	100000	–	–
DDD11	2 +2	10B	4	1,2	0,1	120	-4,5	–	2×1,5	–	–	–	–	14000 (11)	–	1,4
						–	–	–	2×9	–	–	–	–	–	–	–
						90	-3	–	2×1,5	–	–	–	–	18000 (11)	–	0,6
						–	–	–	2×5,6	–	–	–	–	–	–	–
DF11	4V	1	5	1,4	0,025	120	0	–	0,9	0,15	0,7	–	1	–	0,5	–
						–	-8	40000	–	–	<0,007	–	>10	–	–	–
						90	0	–	0,65	0,1	0,6	–	1	–	0,5	–
						–	-5,5	40000	–	–	<0,006	–	>10	–	–	–
DL11	4	9	5	1,2	0,05	120	-6	120	5	1,0	1,1	10	0,5	22000	1	0,3
						90	-4,4	90	3,7	0,7	1	–	0,5	25000	–	0,165
EBC11	1 +1 +2	6+7W 6+7T	6	6,3	0,2	100	-3,2	–	2	–	1,8	25	14000	50000	–	–
						200	-6,3	–	4	–	2,0	25	12500	100000	–	–
						250	-8	–	5	–	2,2	25	11500	100000	–	
EBF11	1 +1 +4V	6+1	7	6,3	0,2	250	-2	85000 (2)	5	18	1,8	–	2	–	–	–
						–	-41	–	–	–	<0,018	–	>10	–	–	–
						100	-2	100	5	–	–	–	0,3	–	–	–
						–	-16	–	–	–	–	–	>10	–	–	–
		6+7W		6,3	0,2	250	-2	400000	1,5	0,46	–	83(14)	–	100000	–	–
EB11	1 +1S	2+6	8	6,3	0,2	200(5)	–	–	0,8 maks.	–	–	–	–	–	–	–
ECH11	2 +5V	2+3	9	6,3	0,2	250	-2	100(24)	2,3	3	0,65	–	1,4	–	–	–
						–	-12	–	–	–	<0,006	–	>10	–	–	–
						100	-2	100	1,8	2	0,6	–	2	–	–	–
						–	-10	–	–	–	<0,006	–	>10	–	–	–
						250(4)	50000	–	3,3	–	–	–	–	30000	–	–
						100(4)	50000	–	2,8	–	–	–	–	30000	–	–
ECL11	2 +3S	7W	10	6,3	1	250(4)	-2,5	–	2	–	2	30(14)	35000	200000	–	–
		9		6,3	1	250	-6	100(6)	36	4	9	–	25000	7000	–	4,2
EDD11	2 +2	7W	11	6,3	0,4	250(4)	-3	–	1,5	–	3	30	12000	100000	–	–
		10B		6,3	0,4	250	-8,6	–	2×3,5	–	–	–	–	16000 (11)	–	5,5
						–	–	–	2×17,5	–	–	–	–	–	–	–

APARATURA RADIOWĘZŁA
z własnym źródłem prądu

Czynnikiem, najbardziej utrudniającym radiofonizację niezelektryfikowanych wsi, jest konieczność stosowania własnych źródeł energii elektrycznej do zasilania urządzeń wzmacniakowych. Zastosowanie baterii anodowych jest ograniczone niewielką ich pojemnością, co powoduje, że mogą one być używane tylko do urządzeń wzmacniakowych bardzo małej mocy (praktycznie do 5 W mocy wyjściowej). Wysoki koszt baterii podnosi bardzo ogólne koszty eksploatacji urządzeń, pomijając już trudności powodowane koniecznością ciągłej ich wymiany, transportu i tp.

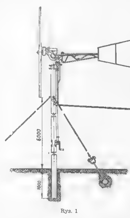
Wykorzystanie energii wodnej jest możliwe tylko w niewielu wypadkach, wymaga budowy kosztownych zapór i nadaje się raczej do napędu urządzeń większej mocy. Silniki spalinowe wymagają stałego dozoru, starannej koserwacji i stałych dostaw materiałów pędnych, co poważnie utrudnia ich zastosowanie.

Z wyżej przytoczonych względów opracowano w Związku Radzieckim aparaturę wzmacniakową mocy wyjściowej 20 W., przystosowaną do zasilania z prądnicy poruszanej energią wiatru. Aparatura ta („WTU" — Wytwórni 696) przeznaczona jest dla wiejskich radiowęzłów o 100 — 150 głośnikach mieszkaniowych.

Układ aparatury jest następujący: energia wytwarzana przez prądnicę napędzana wiatrem doprowadzona zostaje do tablicy rozdzielczej, wyposażonej w regulator napięcia, przełączniki akumulatorów, amperomierze i woltomierz. Z tablicą rozdzielczą połączone są akumulatory, z których czerpie się prąd o napięciu 6 V. do żarzenia lamp wzmacniaka i odbiornika oraz do zasilania wibratorowego dostarczającego wysokiego napięcia. Wzmacniak wraz z odbiornikiem umożliwiają retransmisję stacji nadawczych oraz nadawanie audycji miejscowych przy pomocy adapteru i mikrofonu

Agregat wiatrowy.

Agregat wiatrowy, którego widok podaje rys. 1, składa się z prądnicy prądu stałego 24 V o mocy 1.000 W, napędzanej za pośrednictwem przekładni kół zębatych przez dwułopatkowe śmigło o średnicy 3 — 3,5 m. Agregat ustawia się na słupie 7 — 10 m. nad powierzchnią ziemi, w miejscu jak najmniej osłoniętym przed działaniem wiatrów. Obrotowe osadzenie zapewnia należyte ustawienie się agregatu względem kierunku wiatru. Nominalna moc około 1000 W jest wytwarzana przy szybkości wiatru 10 — 12 m. na sekundę. Jeżeli szybkość wiatru przekracza 22 m. na sekundę, to urządzenie zostaje samoczynnie unieruchomione na skutek ustawienia się śmigła z prądnicą pod kątem 90° względem ogona kierowniczego. Uzyskuje się to dzięki odpowiedniemu przegubowemu osadzeniu ogona w stosunku do prądnicy i śmigła. Normalne położenie ogona jest utrzymywane przy pomocy sprężyny.



Rys. 1

Kołowrotek przymocowany do słupa służy do zatrzymania, w razie potrzeby, agregatu, powodując zmianę ustawienia śmigła z prądnicą względem ogona kierowniczego.

Tablica rozdzielcza.

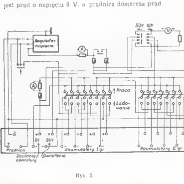
Tablica rozdzielcza jest połączona z prądnicą trzema przewodami. Dwa z nich doprowadzają prąd przeznaczony do ładowania akumulatorów, trzeci zaś łączy uzwojenie wzbudzające w prądnicy z regulatorem napięcia.

Napięcie prądnicy jest regulowane automatycznym wibrującym regulatorem. W momencie, gdy napięcie przekracza dopuszczalną wartość, zostaje przerwany obwód zasilający uzwojenie wzbudzające prądnicy, a załącza się dodatkowy opór W następstwie tego zmniejsza się prąd przepływający przez uzwojenie wzbudzające, co powoduje spadek napięcia prądnicy. Na skutek spadku napię-

cia następuje z kolei zwarcie załączonego dodatkowego oporu i ponowny wzrost napięcia prądnicy. Zwieranie i rozwieranie styków załączających dodatkowy opór następuje z dość znaczną częstotliwością rzędu 50 — 100 razy na sekundę, tak że wahania napięcia mają wartość znikomą.

Jeżeli obroty prądnicy maleją i napięcie spadnie poniżej napięcia baterii akumulatorów włączonych do ładowania, to połączenie zostaje natychmiast przerwane przez automatyczny wyłącznik prądu wstecznego.

Do zasilania wzmacniaka i odbiornika potrzebny jest prąd o napięciu 6 V. a prądnica dostarcza prąd



Rys. 2

o napięciu 24 V., dlatego też na tablicy rozdzielczej znajdują się dwa przełączniki umożliwiające przełączanie akumulatorów. Gdy jedna grupa akumulatorów połączonych równolegle zasila aparaturę, to druga zostaje przełączona w szereg na napięcie 24 V. i załączona na ładowanie. Każda z dwu grup akumulatorów składa się z 4 akumulatorów 6-cio woltowych o pojemności 100 Ah. Sumaryczna pojemność 400Ah jednej grupy akumulatorów przełączonej na pracę wystarcza dla normalnego funkcjonowania urządzenia w razie braku wiatru nawet w ciągu kilku dni.

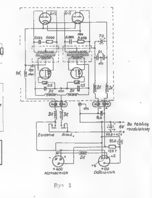
Dwa amperomierze wskazują prąd zużywany przez aparaturę. Woltomierz przełączalny na dwa zakresy umożliwia sprawdzanie napięć poszczególnych baterii akumulatorów. Przewidziane jest oświetlenie pomieszczenia żarówkami 24 V. zasilanymi z baterii włączonej na ładowanie.

Schemat tablicy rozdzielczej podany jest na rys. 2

Zasilacz.

Do zasilania wzmacniaka potrzebny jest prąd o napięciu 400 V. i wielkości 150 mA oraz o napięciu 6 V. Odbiornik jest zasilany prądem o napięciu 120 V. a lampy żarzy się prądem o napięciu 6 V i 2 V.

Prąd o wysokim napięciu otrzymuje się przy pomocy wibratora i transformatora. Po wyprostowaniu i wyfiltrowaniu zasila się nim obwody anodowe



Rys. 3

Ze względu na dość dużą moc, którą zasilacz dostarcza zastosowano dwa wibratory z osobnymi transformatorami i lampami prostowniczymi. Filtry są wspólne dla obu układów. Oprócz normalnego filtru wygładzającego pulsacje zastosowano jeszcze dławiki i kondensatory, których zadaniem jest zabezpieczenie od zaburzeń wysokiej częstotliwości powstających przy pracy wibratorów.

Napięcie do zasilania odbiornika czerpie się z ogólnego napięcia anodowego po zmniejszeniu go do odpowiedniej wartości oporem redukcyjnym.

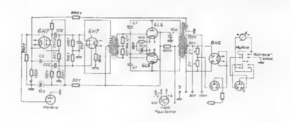
Schemat zasilacza podaje rys. 3.

Pobór prądu całej aparatury wynosi 17 — 18 A przy 6 V.

Zasilacz jest zmontowany w osobnej skrzynce metalowej i łączy się go z tablicą rozdzielczą, wzmacniakiem i odbiornikiem miękkimi kablami, zakończonymi wtykami.

Wzmacniak i odbiornik.

Układ wzmacniaka, którego schemat podaje rys. 4, i jego konstrukcja nie wyróżniają się niczym



Rys. 4

od ogólnie znanych. Wyjścia wzmacniaka są dostosowane do zasilania głośników mieszkaniowych (30 V) oraz głośników większej mocy (120V). Prostownik diodowy z lampą 6 H 6 służy do pomiaru napięcia n. cz. na wyjściu wzmacniaka. Mikrofon i adapter przyłącza się na ostatnią lampę odbiornika, która pracuje jednocześnie jako pierwszy stopień wzmocnienia n. cz.

Jako odbiorniki zastosowano seryjną superheterodynę z lampami 2-u woltowymi, w której poczyniono tylko niezbędne przeróbki. Usunięto lampę głośnikową odbiornika, a jako końcowa pracuje część triodowa lampy 6 Q7, którą zastąpiono triodę 2-u woltową. Wbudowano przełącznik, umożliwiający szybkie przełączenie z mikrofonu na odbiór lub adapter

Do kompletu aparatury należy tablica przełączeń linii wyjściowych na 4 linie, wyposażona w odgromniki i bezpieczniki.

Wzmacniak, zasilacz i odbiornik ustawia się na stole, a tablicę rozdzielczą i liniową umocowuje się na ścianie. Akumulatory ustawia się na podłodze pod tablicą rozdzielczą

Tł. A. W.

Przegląd schematów

Schemat Nr. 34 przedstawia super bateryjny firmy **Horny 257 W.** Jest to odbiornik 5-cio lampowy 7-obwodowy, 3-zakresowy. Na wejściu filtr wstęgowy o sprzężeniu indukcyjnym. Stopień mieszający na lampie DCH 11 z obwodem strojowym w siatce oscylatora.

We zmacniaczu pośredniej częstotliwości pracuje lampa DF 11. Demodulacja i wmacnianie napięciowe niskiej częstotliwości następuje w diodzie — pentodzie DAF 11 Automatyczna regulacja siły głosu obejmujo lampę DCH 11, DF 11 oraz stopień małej częstotliwości na łampie DAF 11. Pierwszy filtr pośredniej częstotliwości posiada w drugim obwodzie odgałęzienia, których włączenie (kontakty 19, 20 i 21) umożliwia regulację szerokości wstęgi. Barwę tonu można poza tym regulować potencjometrem 0,lM w obwodzie anodowym lampy DC 11. Pracuje ona jako wzmacniacz sterujący (driver) stopnia wyjściowego. W stopniu tym pracuje lampa DDD 11 (podwójna trioda) w układzie przeciwsobnym. Ujemne napięcie na siatki lampy DDD 11 jest zdejmowane automatycznie z oporu 500 omów, znajdującego się w ogólnym obwodzie prądu między minusem napięcia anodowego a masą układu.

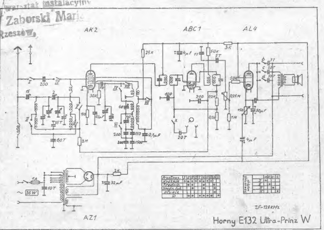
Dla poprawienia jakości i zmniejszenia zniekształceń zastosowano ujemną reakcję, obejmującą 2 stopnie niskiej częstotliwości. Z jednej anody lampy końcowej wprowadza się napięcie ujemnej reakcji poprzez układ oporowo kondensatorowy na anodę lampy DAF 11, a stad poprzez kondensator 5000 pF na siatkę DC 11. W ten sposób przy pracy lamp końcowych w kl. B uzyskuje się stosunkowo dużą moc wyjściową (ok. 1.4W) przy małych zniekształceniach.

Schemat Nr 35 przedstawia odbiornik typu **„Horny E 132 Ultra Prinz“** i pracuje on na 3-ch lampach (4-ta prostownicza) serii A. Posiada 3 normalne zakresy fal oraz 1 zakres dla stacji lokalnej. Jest to superreflex o 6-ciu obwodach, z których 3 są strojone, a pozostałe stanowią transformatory pośredniej częstotliwości. Na wejściu widzimy filtr wstęgowy (dla fal średnich i długich) a za nim stopień mieszający z lampą AK2. Obwody filtrów pośredniej częstotliwości są nastrojone na 128 Kc/s. W następnym stopniu lampa ABC 1 pracuje jako wzmacniacz pośredniej częstotliwości, jako demodulator i jako wzmacniacz n. cz. W obwodzie jej występuje działanie reflexowe, a mianowicie modulowane prądy pośredniej częstotliwości z I-go

DCH 11 DF 11 DAF 11 DC 11 DDD 11

ZF = 125 kHz

HORNY W257 B



Schematy Nr Nr 34 i 35.

filtru dostają się na siatkę sterującą lampy ABC 1, skąd po wzmocnieniu na II-gim filtrze, są zdemodulowane przez duodiodę i następnie jako prądy niskiej częstotliwości jeszcze raz skierowane na siatkę sterującą triody ABC 1. Po wzmocnieniu na oporze 50000 omów dostają się przez kondensator stały 5000 pF, potencjometr 0,25 M i opór 50 K na siatkę końcowej lampy AL4 (wzmacniacz mocy). W obwodzie diody, (w którym powstaje detekcja) znajduje się opór 0,2M i 0,5M, na których powstaje napięcie służące do automatycznej regulacji siły głosu.

Dzięki stosunkowo niskiej pośredniej (128 kc/s) osiąga się wystarczające wzmocnienie na triodzie (ABC 1) bez obawy o wzbudzenie. Ze względu na pożądane małe tłumienie filtru II, w obwodzie anodowym triody widzimy cewkę sprzęgającą, a nie jak zwykle obwód strojony. W ten sposób wewnętrzny opór lampy nie wprowadza dużego tłumienia do obwodu.

Ciekawe jest ekonomiczne rozwiązanie części prostowniczej; mianowicie filtrację przeprowadza się kondensatorem 32 μF, oporem 2000 omów oraz kondensatorem 4 μF!! Ten ostatni połączony jest szeregowo ze ślizgaczem oporu 150 omów w katodzie lampy AL 4.

Składowa zmienna prądu wyprostowanego dostaje się między katodę a siatkę lampy końcowej i w ten sposób kompensuje tętnienie jakie powstaje w obwodzie anody.

Odpowiedzi Redakcji

Religioni Olgierd. W-wa.

Lampa RE604 wymaga — 45 woltów przedpięcia, które otrzymuje półautomatycznie ze spadku napięcia na oporze 2000 om. (powinno być 1200 om.). Uzwojenie dla żarzenia innych lamp powinno być w tych warunkach oddzielne.

Maksimum mocy oddanej przez lampę głośnikową uzyskuje się przez dobranie odpowiedniego oporu obciążenia — w tym wypadku jest nim transformator wyjściowy wraz z głośnikiem dynamicznym, który powinien wynosić 3500 om. Lampa RENS1204 może pracować zarówno w audionie jak i we wzmacniaczu niskiej cz. Schemat Nr 1 jest dobry poza tym, że brak w nim oporu upływowego dla siatki S, drugiej lampy.

Polityckí H. Poznań.

Uzwojenie ramki o podanych wymiarach dla przyrządu 1mA winno mieć ok. 80 zwoi z drutu w emalji o średnicy 0,05 mm.

Mikrofon węglowy nie wymaga stosowania dodatkowego wzmacniacza. Transformator może być wykonany w/g danych z Nr 6 dla transformatora liniowego. Napięcie zasilające mikrofon wynosi 4 wolty.

Korsak Zenon. Prudnik.

Cewki krótkofalowe do dwójki uniwersalnej pokryją pasy pomiędzy 20 i 50 m. Lampa RV2P800 jest typu bateryjnego i jako taka powinna być żarzona z akumulatora (a nie z baterji ze wzgl. na duży prąd żarzenia — 0,18A). Lampa RV12P2000 ma $I_ż$ = 0,075A, co pozwala na żarzenie jej z 12 woltowej baterji.

Burek Ludwik. Kolbuszowa.

Zamiast lampy RGN564 i RES374 można użyć G1064 i L416D. Pozostałe lampy nie mogą być zastosowane ani w odbiorniku „Lumophon WK210", ani w odbiorniku bateryjnym na miejscu lamp RV2,4P700.

Byczek Władysław. Tarnów.

Do wykonania cewek może być użyty drut z jakiegokolwiek starego zespołu, który stosunkowo łatwo jest nabyć w każdym większym mieście.

W najbliższym czasie redakcja wyda podręcznik p. t. „Fizyczne podstawy radiotechniki". W sprawie „bliższych szczegółów", dotyczących budowy odbiornika Ra 2101 U prosimy o nadesłanie konkretnych zapytań.

Kuczyński Mariusz. Rembertów.

Jako lampę audionową radzimy użyć A442 dając jej tak, jak w poprzednim układzie napięcie na siatkę osłoną S_2 oraz opór anodowy 0.2MΩ, którego na zmodyfikowanym schemacie brak. Kond. „X" ma pojemność 5 — 10 tys. pF. opór Y = 0,05M Ω — 0,1M Ω opór Z = 1M Ω. Trójkę na lampach RV12P2000 można zasilać z prostownika, który zdolny jest dostarczyć 20 m A prądu wyprostowanego. Należy zbudować dzielnik napięcia pozwalający uzyskać 12 woltów nap. żarzenia. Głośnik magnetyczny może pracować na wyjściu lampy RV12P2000.

Pawlikowski B., — Krośniewice. — W dwójce bateryjnej dla początkujących w Nr. 3 mies. użyte tam lampy można zastąpić innymi np. europejskimi serii „K" lub amerykańskimi dwuwoltowymi. Użycie lamp RV12P2000 nastręczy trudności, ponieważ lampy te wymagają 12-tu woltowego napięcia żarzenia.

Słaboszewicz L., — Białystok. — Jakość odbioru zależy przede wszystkim od dobroci aparatu, od odległości od stacji nadawczej, oraz od warunków lokalnych i atmosferycznych (zakłócenia). Płytka umieszczona w dolnej części lampy pozwala na pochłonięcie resztek gazu i osiągnięcie potrzebnej próżni wewnątrz balonu szklanego. Lampa ekranowana posiada oprócz siatki sterującej dodatkową siatkę (S_2) ekranującą, która otrzymuje potencjał dodatni. Lampy tego typu odznaczają się wysokim spółczynnikiem amplifikacji. Lampa expotencjonalna posiada zmienne nachylenie charakterystyki. Potencjometr logarytmiczny jest to taki potencjometr, którego opór zmienia się w zależności od kąta wychylenia ślizgu w sposób logarytmiczny. Ze względów zasadniczych nie możemy oceniać obcego wydawnictwa z tej samej dziedziny.

Romanowski Jerzy, — Podolszyce. — Oporem wewnętrznym lampy nazywa się stosunek zmiany napięcia anodowego do wywołanej przez to zmiany prądu anodowego i na ogół jest wielkością stałą w zakresie prostolinijności charakterystyki. Oporem zewnętrznym lampy nazywamy opór, leżący w obwodzie anodowym, na którym lampa oddaje moc prądu zmiennego. Dane lampy REO34 są następujące: $U_ż = 4$ V; $I_ż = 0,06$ A; $U_a = 200$ V; $I_a = 2$ mA; $U_{st} = -3$ V.

Poniżej podajemy nazwiska osób, którym odpowiedzi wysłano pocztą:

Szopliński Zbigniew — Warszawa, Żukowski T. — Wasilków, Przybyłowski — Tczew, Bujalski Zbigniew — Wrocław, Rochobach Z. — Poznań, Pałka Jerzy — Łódź, Kijak Stanisław — Świnoujście, Fabisiak Feliks — Czersk, Pokrzywa Mieczysław — Katowice, Szymański Mirosław — Częstochowa, Bartosik Tymon — Lublin, Śmigielski — Poznań, Raszczuk Zbigniew — Wrocław, Szymura Henryk — Chorzów II, Hernes Henryk — Warszawa, Maksymowicz Ryszard — Biała Podlaska, Kneblcch Stanisław — Gliwice, Mincewicz Kazimierz — Ostrołęka, Lisiak Jan — Krotoszyn, Łukowski Franciszek — Radom, Inż. Gałecki Stanisław — Sandomierz, Morozowicz R. — Włochy k/W-wy, Białowiejski Ed. — Piaseczno, Guzik Jan — Gliwice, Szopa Aleksander — Warszawa, Wielgolik Zb. — Kraków, Gałkowski Mieczysław — Kraków, Zalewski Marian — Gdynia, Wągrzynowski Władysław — Wrocław, Klojdysz Stefan — Wieliczka, Nowak Henryk — Piechowice, Pieśko Jerzy — Opole, Kowalski — Kraków, Kwiatkowski Edward — Olkusz, Byrd Paweł — Radom, Polok Robert — Gdynia, Szajkowski Edmund — Przemyśl, Sarad Jan — Kraków, Dubowik Marian — Gietkowo, Paszulka — Stalowa Wola, Cielecki Zbigniew — Kraków, Weber — Sosnowiec, Kania M. — Grądy, Haliński B. — Myślenice, Zassowski Lesław — Tarnobrzeg, Gajewski J. — Racibórz, Michalski Tad. — Kłodzko.

NOMOGRAM

Obliczanie filtrów pośredniej częstotliwości.

W uzupełnieniu artykułu z cyklu „Obliczanie odbiorników" podajemy nomogram dla określenia spółczynnika sprzężenia cewek według danych z obliczenia elektrycznego filtrów pośredniej częstotliwości. Jak wiadomo z wyżej podanego artykułu zależnie od spółczynnika sprzężenia pomiędzy dwoma obwodami, otrzymujemy krzywą rezonansu o jednym względnie dwu wierzchołkach. Sprzężenie, przy którym następuje poszczenie krzywej rezonansu i przejście do dwu wierzchołków nazywamy sprzężeniem krytycznym. Określone jest ono w przybliżeniu wzorem

$$k_{kr.} \cong \frac{1}{Q}$$

W przytoczonym artykule podany był wykres ujmujący kształt krzywej rezonansu w zależności od iloczynu kQ.

gdzie k — sp. sprzężenia
Q — wypadkowy sp. dobroci z obu obwodów.

Spółczynnik sprzężenia „k" określony jest wzorem

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

gdzie M — sp. indukcyjności wzajemnej
$L_1 L_2$... — sp. indukc. własnej obwodów.
i w praktyce sprawdza się go eksperymentalnie pomiarami M, L_1 i L_2.

Z dość dobrą dokładnością można również obliczyć sp. sprzężenia przy pomocy mniej lub więcej skomplikowanych wzorów.

Poniżej podajemy nomogram. Radio Data Charts - Wireless World 1945, przy pomocy którego określić można z dokładnością do 5% sp. sprzężenia dla jednakowych cewek wielowarstwowych.

Dla danych wymiarów cewki t. j. długości (l), średnicy (D + t) oraz żądanego sp. sprzężenia (k) określa się odległość pomiędzy środkami cewek (b), względnie mając ustalone wymiary (l, D, t, b) możemy obliczyć sp. sprzężenia „k".

Dla przykładu obliczymy odległość pomiędzy cewkami, jeżeli k.Q = 2 a Q obwodów = 100 stąd

$$k = \frac{2}{Q} = \frac{2}{100} = 0{,}02$$

wymiary cewek:

$$\begin{aligned} l &= 0{,}8 \text{ cm} \\ D &= 2 \text{ cm} \\ t &= 1 \text{ cm} \\ D+t &= 3 \text{ cm} \end{aligned}$$

1) Obliczamy $\frac{l}{D+t} = \frac{0{,}8}{3} = 0{,}267$

2) Łączymy punkt 0,267 na skali pierwszej z punktem 0,02 (k) na skali trzeciej (linia 1),

3) Od punktu przecięcia się linii 1 z linią pomocniczą prowadzimy styczną do krzywej (linia 2),

4) Punkt przecięcia linii (2) ze skalą pierwszą łączymy z punktem odpowiadającym średnicy cewki na skali trzeciej (3 cm),

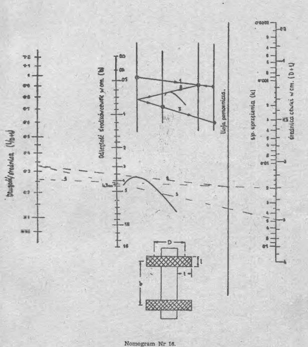
5) Linia ta (3) przecina skalę środkową w p. 4,3 cm jest to odległość między środkami cewek.

Redaguje Komitet — Wydawca: Biuro Wydawnictw P. R.

Adres Redakcji i Administracji: Warszawa, Noakowskiego 20.

Warunki prenumeraty: Półrocznie wraz z przesyłką pocztową zł. 360. Prenumeratę należy wpłacać na konto czekowe w PKO Nr I-330 „Radio i Świat". Na odwrocie blankietu nadawczego należy zaznaczyć: prenumerata miesięcznika „Radio". Cena pojedyńczego egzemplarza zł. 60.—.

Druk. NKW Stron. Lud. W-wa — B—43885



Nomogram Nr 16.